

19.12.03

日本国特許庁  
JAPAN PATENT OFFICE

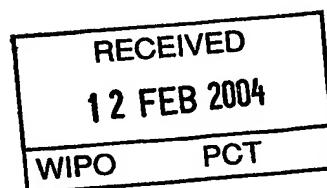
別紙添付の書類に記載されている事項は下記の出願書類に記載されて  
いる事項と同一であることを証明する。

This is to certify that the annexed is a true copy of the following application as filed  
with this Office.

出願年月日 2003年10月 8日  
Date of Application:

出願番号 特願2003-349482  
Application Number:  
[ST. 10/C]: [JP 2003-349482]

出願人 ソニー株式会社  
Applicant(s):

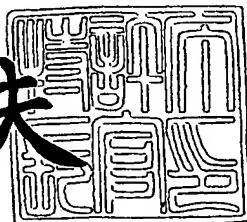


PRIORITY DOCUMENT  
SUBMITTED OR TRANSMITTED IN  
COMPLIANCE WITH  
RULE 17.1(a) OR (b)

2004年 1月 29日

特許庁長官  
Commissioner,  
Japan Patent Office

今井康夫



BEST AVAILABLE COPY

出証番号 出証特2004-3003947

【書類名】 特許願  
【整理番号】 0300061601  
【提出日】 平成15年10月 8日  
【あて先】 特許庁長官殿  
【国際特許分類】 H02M 7/00  
【発明者】  
【住所又は居所】 東京都品川区東五反田2丁目20番4号 ソニー・ヒューマンキヤピタル株式会社内  
【氏名】 安村 昌之  
【特許出願人】  
【識別番号】 000002185  
【氏名又は名称】 ソニー株式会社  
【代理人】  
【識別番号】 100086841  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 脇 篤夫  
【代理人】  
【識別番号】 100114122  
【弁理士】  
【氏名又は名称】 鈴木 伸夫  
【先の出願に基づく優先権主張】  
【出願番号】 特願2002-381226  
【出願日】 平成14年12月27日  
【手数料の表示】  
【予納台帳番号】 014650  
【納付金額】 21,000円  
【提出物件の目録】  
【物件名】 特許請求の範囲 1  
【物件名】 明細書 1  
【物件名】 図面 1  
【物件名】 要約書 1

## 【書類名】特許請求の範囲

## 【請求項1】

商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、入力される商用交流電源のレベルに応じて、商用交流電源レベルの等倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する等倍電圧整流動作と、商用交流電源レベルの2倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する倍電圧整流動作とで切り換えが行われる整流平滑手段と、

上記整流平滑電圧を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータ部を複数備え、

上記複数のスイッチングコンバータ部の各々は、

上記直流入力電圧を入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、

上記各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段と、

少なくとも、上記スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、該一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランスと、

少なくとも、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、上記一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成され、上記スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、

上記各ハーフブリッジ回路を形成する2つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランスの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記各スイッチング素子がターンオン及びターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧共振回路と、

上記絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで複数の二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段と、

上記複数の二次側直流出力電圧のうち、所要の1つの二次側直流出力電圧のレベルに応じて上記スイッチング駆動手段を制御して、上記スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、上記所要の1つの二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された周波数制御型定電圧制御手段と、

上記周波数制御型定電圧制御手段により定電圧制御される以外の、定電圧化を必要とする所要の二次側直流出力電圧ごとに応じて設けられるもので、制御巻線と被制御巻線が巻装された可飽和リアクトルとしての制御トランスの上記被制御巻線を、二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路に挿入し、入力された二次側直流出力電圧レベルに応じて、制御巻線に流すべき制御電流レベルを可変して上記被制御巻線のインダクタンスを可変することで、この二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成されたインダクタンス制御型定電圧制御手段と、

所定の二次側直流出力電圧が立ち上がったとされるときから所定時間経過したタイミングで、他の所定の二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるように動作するスイッチ手段と、

力率を改善する力率改善回路とを備え、

上記力率改善回路は、上記一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、上記整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが疎結合となるようにして構成される力率改善用トランスと、

上記整流電流経路の所要部位に挿入され、上記力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子と、を備えて形成される、

ことを特徴とするスイッチング電源回路。

**【請求項2】**

スイッチングコンバータ部をそれぞれ異なる所定タイミングで起動させるためのものである、複数の起動制御信号がスイッチング電源回路の外部にて出力されており、上記スイッチ手段は、特定の上記起動制御信号が入力されるのに応じて、上記二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるようにされている、ことを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

**【請求項3】**

上記スイッチ手段は、上記直流出力電圧生成手段により生成される複数の二次側直流出力電圧のうち、所定の1つの二次側直流出力電圧を入力し、この入力している二次側直流出力電圧が立ち上がったとされる時点から時定数回路によって得られる時間差を有して、上記二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるようにされている、ことを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

**【請求項4】**

プラズマディスプレイ装置に対して備えられ、上記二次側直流出力電圧を、上記プラズマディスプレイ装置における所定の機能回路部に対して電源として供給するよう正在する、

ことを特徴とする請求項1に記載のスイッチング電源回路。

【書類名】明細書

【発明の名称】スイッチング電源回路

【技術分野】

**【0001】**

本発明は、力率改善のための回路を備えたスイッチング電源回路に関するものである。

【背景技術】

**【0002】**

近年、高周波の比較的大きい電流及び電圧に耐えることができるスイッチング素子の開発によって、商用電源を整流して所望の直流電圧を得る電源回路としては、大部分がスイッチング方式の電源回路になっている。

スイッチング電源回路はスイッチング周波数を高くすることによりトランスその他のデバイスを小型にすると共に、大電力のDC-DCコンバータとして各種の電子機器の電源として使用される。

**【0003】**

ところで、一般に商用電源を整流すると平滑回路に流れる電流は歪み波形になるため、電源の利用効率を示す力率が損なわれるという問題が生じる。

また、歪み電流波形となることによって発生する高調波を抑圧するための対策が必要とされている。

**【0004】**

そこで、スイッチング電源回路において力率を改善する力率改善手段として、整流回路系においてPWM制御方式の昇圧型コンバータを設けて力率を1に近付ける、いわゆるアクティブフィルタを設ける方法が知られている（例えば特許文献1参照）。

**【0005】**

図8の回路図は、このようなアクティブフィルタの基本構成を示している。

この図においては、商用交流電源ACにブリッジ整流回路Diを接続している。このブリッジ整流回路Diの正極／負極ラインに対して並列に出力コンデンサCoutが接続される。ブリッジ整流回路Diの整流出力が出力コンデンサCoutに供給されることで、出力コンデンサCoutの両端電圧として、直流電圧Voutが得られる。この直流電圧Voutは、例えば後段のDC-DCコンバータなどの負荷10に入力電圧として供給される。

**【0006】**

また、力率改善のための構成としては、図示するようにして、インダクタL、高速リカバリ型のダイオードD、抵抗Ri、スイッチング素子Q、及び乗算器11を備える。

インダクタL、ダイオードDは、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と、出力コンデンサCoutの正極端子との間に、直列に接続されて挿入される。

抵抗Riは、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子（一次側アース）と出力コンデンサCoutの負極端子との間に挿入される。

また、スイッチング素子Q1は、この場合には、MOS-FETが選定されており、図示するようにして、インダクタLとダイオードDの接続点と、一次側アース間に挿入される。

**【0007】**

乗算器11に対しては、フィードフォワード回路として、電流検出ラインLI及び波形入力ラインLwが接続され、フィードバック回路として電圧検出ラインLVが接続される。

乗算器11は、電流検出ラインLIから入力される、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子に流れる整流電流レベルを検出する。

また、波形入力ラインLwから入力される、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子の整流電圧波形を検出する。これは、即ち、商用交流電源AC（交流入力電圧）の波形を絶対化して検出していることに相当する。

また、電圧検出ラインLVから入力される、出力コンデンサCoutの直流電圧Voutの変動差分を検出する。つまり、負荷10に入力すべき直流入力電圧の変動差分を検出する。

そして、乗算器11からは、スイッチング素子Qを駆動するためのドライブ信号が出力

される。

#### 【0008】

電流検出ラインLIから乗算器11に対しては、ブリッジ整流回路Diの負極出力端子に流れる整流電流が入力される。乗算器11では、この電流検出ラインLIから入力された整流電流レベルを検出する。また、電圧検出ラインLVから入力される、出力コンデンサCoutの直流電圧Vout（直流入力電圧）の変動差分を検出する。また、波形入力ラインLwから入力される、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子の整流電圧波形を検出する。これは、即ち、商用交流電源AC（交流入力電圧）の波形を絶対値化して検出していることに相当する。

#### 【0009】

乗算器11では、先ず、上記のようにして電流検出ラインLIから検出した整流電流レベルと、上記電圧検出ラインLVから検出した直流入力電圧の変動差分と乗算する。そして、この乗算結果と、波形入力ラインLwから検出した交流入力電圧の波形とによって、交流入力電圧VACと同一波形の電流指令値を生成する。

#### 【0010】

さらに、この場合の乗算器11では、上記電流指令値と実際の交流入力電流レベル（電流検出ラインLIからの入力に基づいて検出される）を比較し、この差に応じてPWM信号についてPWM制御を行い、PWM信号に基づいたドライブ信号を生成する。スイッチング素子Qは、このドライブ信号によってスイッチング駆動される。この結果、交流入力電流は交流入力電圧と同一波形となるように制御されて、力率がほぼ1に近付くようにして力率改善が図られることになる。また、この場合には、乗算器11によって生成される電流指令値は、直流入力電圧（Vout）の変動差分に応じて振幅が変化するように制御されるため、直流入力電圧（Vout）の変動も抑制されることになる。

#### 【0011】

図9(a)は、上記図8に示したアクティブフィルタ回路に入力される入力電圧Vin及び入力電流Iinを示している。電圧Vinは、ブリッジ整流回路Diの整流出力としての電圧波形に対応し、電流Iinは、ブリッジ整流回路Diの整流出力としての電流波形に対応する。ここで、電流Iinの波形は、ブリッジ整流回路Diの整流出力電圧（電圧Vin）と同じ導通角となっているが、これは、商用交流電源ACからブリッジ整流回路Diに流れる交流入力電流の波形も、この電流Iinと同じ導通角となっていることを示す。つまり、ほぼ1に近い力率が得られている。

#### 【0012】

また、図9(b)は、出力コンデンサCoutに入出力するエネルギー（電力）Pchgの変化を示す。出力コンデンサCoutは、入力電圧Vinが高いときにエネルギーを蓄え、入力電圧Vinが低いときにエネルギーを放出して、出力電力の流れを維持する。

図9(c)は、上記出力コンデンサCoutに対する充放電電流Ichgの波形を示している。この充放電電流Ichgは、上記図9(b)の入出力エネルギーPchgの波形と同位相となっていることからも分かるように、出力コンデンサCoutにおけるエネルギーPchgの蓄積／放出動作に対応して流れる電流である。

#### 【0013】

上記充放電電流Ichgは、入力電流Vinとは異なり、交流ライン電圧（商用交流電源AC）の第2高調波とほぼ同一の波形となる。交流ライン電圧には、出力コンデンサCoutとの間のエネルギーの流れによって、図9(d)に示すようにして、第2高調波成分にリップル電圧Vdが生じる。このリップル電圧Vdは、無効なエネルギー保存のために、図9(c)に示す充放電電流Ichgに対して、90°の位相差を有する。出力コンデンサCoutの定格は、第2高調波のリップル電流と、その電流を変調するブースト・コンバータ・スイッチからの高周波リップル電流を処理することを考慮して決定するようされる。

#### 【0014】

また、図10には、図8の回路構成を基として、基本的なコントロール回路系を備えたアクティブフィルタの構成例を示している。なお、図8と同一とされる部分については同

一符号を付して説明を省略する。

プリッジ整流回路D<sub>i</sub>の正極出力端子と、出力コンデンサC<sub>out</sub>の正極端子間には、スイッチングプリレギュレータ15が備えられる。このスイッチングプリレギュレータ15は、図8においては、スイッチング素子Q、インダクタL、及びダイオードDなどにより形成される部位となる。

#### 【0015】

そして、乗算器11を含むコントロール回路系は、他に、電圧誤差増幅器12、除算器13、二乗器14を備えて成る。

電圧誤差増幅器12では、出力コンデンサC<sub>out</sub>の直流電圧V<sub>out</sub>を、分圧抵抗R<sub>vo-R</sub>vdにより分圧してオペアンプ15の非反転入力に入力する。オペアンプ15の反転入力は基準電圧V<sub>ref</sub>が入力される。オペアンプ15では、基準電圧V<sub>ref</sub>に対する分圧された直角電圧V<sub>out</sub>の誤差に応じたレベルの電圧を、帰還抵抗R<sub>v1</sub>、コンデンサC<sub>v1</sub>によって決定される増幅率により増幅して、誤差出力電圧V<sub>fea</sub>として除算器13に出力する。

#### 【0016】

また、二乗器14には、いわゆるフィードフォワード電圧V<sub>ff</sub>が入力される。このフィードフォワード電圧V<sub>ff</sub>は、入力電圧V<sub>in</sub>を平均化回路16(R<sub>f11</sub>, R<sub>f12</sub>, R<sub>f13</sub>, C<sub>f11</sub>, C<sub>f12</sub>)により平均化した出力(平均入力電圧)とされる。二乗器14では、このフィードフォワード電圧V<sub>ff</sub>を二乗して除算器13に出力する。

#### 【0017】

除算器13では、電圧誤差増幅器12からの誤差出力電圧V<sub>fea</sub>について、二乗器14から出力された平均入力電圧の二乗値により除算を行い、この除算結果としての信号を乗算器11に出力する。

つまり、電圧ループは、二乗器14、除算器13、乗算器11の系から成るものとされる。そして、電圧誤差増幅器12から出力される誤差出力電圧V<sub>fea</sub>は、乗算器11で整流される。この回路によって、電圧ループの利得は、平均入力電圧(V<sub>ff</sub>)の二乗により除算流入信号I<sub>vac</sub>により乗算される前の段階で、平均入力電圧(V<sub>ff</sub>)の二乗されることになる。この回路によって、電圧ループの利得は、平均入力電圧(V<sub>ff</sub>)の二乗として変化することなく、一定に維持される。平均入力電圧(V<sub>ff</sub>)は、電圧ループ内において順方向に送られる開ループ補正の機能を有する。

#### 【0018】

乗算器11には、上記除算器13により誤差出力電圧V<sub>fea</sub>を除算した出力と、抵抗R<sub>vac</sub>を介したプリッジ整流回路D<sub>i</sub>の正極出力端子(整流出力ライン)の整流出力(I<sub>ac</sub>)が入力される。ここでは、整流出力を電圧によるのではなく、電流(I<sub>ac</sub>)として示している。乗算器11では、これらの入力を乗算することによって、電流プログラミング信号(I<sub>mo</sub>)を生成して出力する。これは、図8にて説明した電流指令値に相まって、出力電圧V<sub>out</sub>のレベルをコントロールするものである。

したがって、電流プログラミング信号は、入力電圧と出力電圧を制御する平均振幅の波形を有する。なお、アクティブフィルタは、出力電圧V<sub>out</sub>のみではなく、入力電流V<sub>in</sub>も制御するようになっている。そして、フィードフォワード回路における電流ループは、整流ライン電圧によってプログラムされるということがいえるので、後段のコンバータ(負荷10)への入力は抵抗性になる。

#### 【0019】

図11は、上記図10に示した構成に基づくアクティブフィルタの後段に対して電流共振形コンバータを接続して成る電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路は、商用交流電源についてAC100V系とAC200V系の両者の交流入力電圧に対応する、いわゆるワイドレンジ対応(ワールドワイド仕様)とされている。また、対応可能な負荷電力としては600W以上とされている。また、電流共振形コンバータとしては、他励式のハーフプリッジ結合方

式による構成を探る。

**【0020】**

そして、この図11に示す電源回路は、近年において普及してきているプラズマディスプレイパネルを備えたテレビジョン受像機、モニタ装置などの表示装置に備えられる。つまり、図11に示す電源回路は、このようなプラズマディスプレイパネルを備える表示装置（プラズマディスプレイ装置）の内部回路のための動作電源を供給するものとされる。

**【0021】**

この場合の商用交流電源ACラインには、図示する接続様により、2組のコモンモードチョークコイルCMC, CMCと、3組のアクロスコンデンサCLが接続されて、コモンモードノイズのためのラインノイズフィルタを形成する。

また、この場合には、電源を起動／停止するためのメインスイッチSWを商用交流電源ACラインに直列に挿入して示している。

**【0022】**

商用交流電源ACの正／負のラインに対しては、それぞれ、2組のブリッジ整流回路Di1, Di2の各正極入力端子と負極入力端子が共通に接続される。また、ブリッジ整流回路Di1, Di2の正極出力端子どうしと、負極出力端子（アース接地）どうしが接続されるようになっている。つまり、この場合には、商用交流電源ACに対して、2段のブリッジ整流回路が備えられていることになる。

**【0023】**

また、上記ブリッジ整流回路Di1, Di2の正極出力端子と負極出力端子（一次側アース）間に、1組のチョークコイルLNと、3組のフィルタコンデンサ（フィルムコンデンサ）CN, CN, CNを図示するようにして接続して成るノーマルモードノイズフィルタ4が接続される。

**【0024】**

上記ノーマルモードノイズフィルタ4の後段に対して、アクティブフィルタ回路8が備えられる。

このアクティブフィルタ回路8は、図10により説明した構成に基づいているものである。つまり、ブリッジ整流回路Di1, Di2から入力される整流出力についてスイッチングを行なう、PWM制御方式の昇圧型コンバータを備える。このような昇圧型コンバータは、例えばスイッチング素子と、このスイッチング素子をPWM制御方式によって駆動するためのコントロール回路系を備えて形成される。

**【0025】**

また、この場合のようにして、例えば負荷電力Po=600W以上の重負荷の条件に対応する場合には、スイッチング素子を複数設け、これらを並列接続することなどが行われる。重負荷時において、特に交流入力電圧VACが100V以下となる条件では、スイッチング素子に流れる電流が非常に高くなる。そこで、このようにして複数のスイッチング素子を並列接続することで、各スイッチング素子に流れるスイッチング電流のピーカレベルは抑えられることになる。これによりアクティブフィルタ回路8としての信頼性が高められることとなる。

**【0026】**

また、コントロール回路系は、乗算器、除算器、誤差電圧増幅器、PWM制御回路、及びスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号を出力するドライブ回路等を備えて構成され、例えば1石のICとされる。図10に示した乗算器11、誤差電圧増幅器12、除算器13、及び二乗器14などに相当する回路部は、このコントロール回路系としてのIC内に搭載されていることになる。そして、このコントロール回路系及び他のICに対して、図8及び図10にて説明したようにして、フィードバック回路系及びフィードフォワード回路系が接続され、これらの回路系からの帰還出力に基づいて、スイッチング素子をPWM制御によって駆動する。

**【0027】**

そして、上記構成によるアクティブフィルタ回路8内のスイッチング素子のスイッチング

グ駆動は、図8及び図10により説明したようにして、整流出力電流の導通角が、整流出力電圧波形とほぼ同等の導通角となるように、PWM制御に基づくドライブ信号によって行われる。整流出力電流の導通角が整流出力電圧波形とほぼ同等の導通角となるというこ行われる。整流出力電流の導通角が整流出力電圧波形とほぼ同等の導通角となるといふことになる。つまり、商用交流電源ACから流入する交流入力電流の導通角が、交流入力電圧VACとは、即ち、商用交流電源ACから流入する交流入力電流の導通角が、交流入力電圧VACの波形とほぼ同じ導通角となることであり、結果的に、力率が1に近づくように制御されることになる。つまり、力率改善が図られる。実際においては、負荷電力Po=600W時において、力率PF=0.995程度となる特性が得られる。

### 【0028】

また、この図11に示すアクティブフィルタコントロール回路3によつては、整流平滑電圧Ei(図10では、Voutに相当する)=375Vの平均値について、交流入力電圧VAC=85V~288Vの範囲で定電圧化するようにも動作する。つまり、後段の電流共振形コンバータには、交流入力電圧VAC=85V~264Vの変動範囲に関わらず、375Vで安定化された直流入力電圧が供給されることとなる。

上記交流入力電圧VAC=85V~288Vの範囲は、商用交流電源AC100V系と200V系を連続的にカバーするものであり、従つて、後段のスイッチングコンバータには、商用交流電源AC100V系と200V系とで、同じレベルで安定化された直流入力電圧(Ei)が供給されることとなる。つまり、図13に示す電源回路は、アクティブフィルタを備えることで、ワイドレンジ対応の電源回路としても構成されている。

### 【0029】

そして、この場合においては、アクティブフィルタ回路8の後段には、3本で1組となる平滑コンデンサCiA, CiB, CiCが並列に接続されている。

上記平滑コンデンサ[CiA//CiB//CiC]の組は、図8, 図10における出力コンデンサCoutに相当する。従つて、この場合においては、この並列接続された平滑コンデンサ[CiA//CiB//CiC]の組の両端電圧として整流平滑電圧Eiが得られることになる。この整流平滑電圧Eiが、後段の各コンバータ部201, 202, 203に対して直流入力電圧として供給される。そして、上記もしているように、この場合の平滑コンデンサ[CiA//CiB//CiC]の両端電圧(整流平滑電圧Ei)としては、375Vで安定化されるものとなる。

### 【0030】

そして、この図に示す電源回路においては、前述したような重負荷の条件に対応するために、上記整流平滑電圧Eiとしての直流入力電圧を動作電源とする複数の複合共振形コンバータが備えられる。ここでの複合共振形コンバータとは、スイッチングコンバータの共振形とするために備えられる共振回路に加えて、さらに一次側又は二次側に対し動作を共振形とするために複数の共振回路を1スイッチングコンバータ内において複合して共振回路を付加し、これら複数の共振回路を1スイッチングコンバータをいう。この図では、第1コンバータ部201, 第2コンバータ部202, 第3コンバータ部203の3つの複合共振形コンバータが設けられている。ここで複合共振形コンバータは、以降説明するようにして、電流共振形コンバータに対して、一次側部分電圧共振回路を備えて形成される。

### 【0031】

例えば、第1コンバータ部201の構成としては、図示するようにして、2石のスイッチング素子Q1, Q2を備えて成る。この場合には、スイッチング素子Q1がハイサイドで、スイッチング素子Q2がローサイドとなるようにしてハーフブリッジ接続し、整流平滑電圧Ei(直流入力電圧)に対して並列に接続している。つまり、ハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータとしての構成を探る。

### 【0032】

この場合の電流共振形コンバータは他励式とされ、これに対応して上記スイッチング素子Q1, Q2には、MOS-FETが用いられている。これらスイッチング素子Q1, Q2に対しては、それぞれ並列にクランプダイオードDD1, DD2が接続され、これによりスイッチング回路が形成される。これらクランプダイオードDD1, DD2は、スイッチング素子Q1, Q2のターンオフ時における逆方向電流を流す経路を形成する。

**【0033】**

コントロールIC2は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための発振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎用のアナログIC(Integrated Circuit)とされる。

このコントロールIC2は、電源入力端子Vccに入力される直流電圧により動作する。この場合には、抵抗Rsを介して入力される整流平滑電圧Eiが電源入力端子Vccに入力されるようになっている。また、アース端子Eは一次側アースに直接接続される。

**【0034】**

そして、コントロールIC2においては、スイッチング素子に対してドライブ信号(ゲート電圧)を出力するための端子として、2つのドライブ信号出力端子VGH, VGLが備えられる。

ドライブ信号出力端子VGHからは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子VGLからは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、この場合には、ドライブ信号出力端子VGHは、ハイサイドのスイッチング素子Q1のゲートと接続される。また、ドライブ信号出力端子VGLは、ローサイドのスイッチング素子Q2のゲートと接続される。

これにより、ドライブ信号出力端子VGHから出力されるハイサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子Q1のゲートに対して印加され、ドライブ信号出力端子VGLから出力されるローサイド用のドライブ信号は、スイッチング素子Q2のゲートに対して印加されることになる。

**【0035】**

コントロールIC2では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。そして、コントロールIC2では、上記発振回路にて生成された発振信号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。ここで、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号は、互いに180°の位相差を有する関係となるようにして生成される。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブする関係となるようにして生成される。ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGHから出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGLから出力するようにされる。

**【0036】**

このようなハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号が、スイッチング素子Q1, Q2に対してそれぞれ印加されることによって、ドライブ信号がHレベルとなる期間に応じては、スイッチング素子Q1, Q2のゲート電圧がゲート閾値以上となってオフ状態となる。またドライブ信号がLレベルとなる期間では、ゲート電圧がゲート閾値以下となってオフ状態となる。これにより、スイッチング素子Q1, Q2は、交互にオン/オフとなるタイミングによって所要のスイッチング周波数によりスイッチング駆動されることになる。

**【0037】**

また、コントロールIC2の起動端子Vtには、この図に示す電源回路が搭載される機器に備えられるマイクロコンピュータ(ここでは図示せず)から出力される立ち上げ信号Vt1が入力される。

コントロールIC2は、この立ち上げ信号が入力されたタイミングで起動して動作を開始するようになっている。つまり、ドライブ信号出力端子VGH、及びドライブ信号出力端子VGLからのドライブ信号出力を開始する。従って、第1コンバータ部201の動作開始タイミングは、コントロールIC2の立ち上げ信号Vt1の入力タイミングによって決定されることになる。

**【0038】**

絶縁コンバータトランスPIT-1は、上記スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力を一次側から二次側に伝送するために設けられる。

絶縁コンバータトランスPIT-1の一次巻線N1の一方の端部は、一次側直列共振コ

ンデンサC1を介してスイッチング素子Q1, Q2の接続点（スイッチング出力点）に対して接続され、他方の端部は一次側アースに接続される。ここで、直列共振コンデンサC1は、自身のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンス(L1)とによって一次側直列共振回路を形成する。この一次側直列共振回路は、スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力が供給されることで共振動作を生じるが、これによって、スイッチング素子Q1, Q2から成るスイッチング回路の動作を電流共振形とする。

#### 【0039】

また、スイッチング素子Q2のドレインーソース間に対しては、部分共振コンデンサCpが並列に接続される。この部分共振コンデンサCpのキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL1によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1, Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

このように、この図に示す電源回路は、一次側スイッチングコンバータを共振形とするための共振回路に対して他の共振回路が組み合わされた、複合共振形コンバータとしての形式を探っている。

#### 【0040】

絶縁コンバータトランスPIT-1の二次側には二次巻線として、2組の二次巻線N2a, N2bが互いに独立するようにして巻装される。

この場合の二次巻線N2aに対しては、図示するようにしてセンタータップを設けて二次側アースに接続した上で、整流ダイオードD01, D02、及び平滑コンデンサC01から成る両波整流回路を接続している。これにより、平滑コンデンサC01の両端電圧として二次側直流出力電圧E01が得られる。この二次側直流出力電圧E01は、図示しない負荷側に供給されるとともに、制御回路1のための検出電圧としても分岐して入力される。

#### 【0041】

制御回路1では、入力される二次側直流出力電圧E01のレベルに応じてそのレベルが可変された電圧又は電流を制御出力としてコントロールIC2の制御入力端子Vcに供給する。コントロールIC2では、制御入力端子Vcに入力された制御出力に応じて、例えば発振信号の周波数を可変することで、ドライブ信号出力端子VGH, VGLから出力すべきドライブ信号の周波数を可変する。これにより、スイッチング素子Q1, Q2は、スイッチング周波数が可変制御されることになるが、このようにしてスイッチング周波数が可変されることによっては、二次側直流出力電圧E01のレベルが一定となるように制御される。つまり、スイッチング周波数制御方式による安定化が行われる。

#### 【0042】

また、この場合においては、二次側直流出力電圧E01を分岐して、二次側出力電圧Eo, Eo2を生成するように回路が形成されている。

二次側出力電圧Eoを生成する回路系は、MOS-FETによるスイッチング素子Q7、整流ダイオードDcn、高周波ノイズ除去用のチョークコイルL11、平滑コンデンサC0、及びPWM(Pulse Width Modulation)制御を実行する制御回路7を図示するようにして接続した、降圧形コンバータとして形成される。

スイッチング素子Q7は、制御回路7によってスイッチング駆動されることで、二次側出力電圧E01をスイッチングして交番出力を得る。この交番出力は、チョークコイルL11、整流ダイオードDcn及び平滑コンデンサC0から成る半波整流回路によって整流平滑化されることになって、平滑コンデンサC0の両端電圧として、二次側直流出力電圧Eoを生成する。

ここで、制御回路7は、二次側直流出力電圧Eoのレベルに応じて、PWM制御を実行する。これにより、スイッチング素子Q7は、二次側直流出力電圧Eoのレベルに応じて、スイッチング周波数は一定とされた上で、1スイッチング周期内のオン期間が可変されるようにしてスイッチング動作が制御される。これにより、二次側直流出力電圧Eoのレベルが一定となるように制御されることになる。つまり、二次側直流出力電圧Eoの安定化が図られる。

**【0043】**

二次側出力電圧E<sub>o1</sub>を生成する回路系としても、MOS-FETによるスイッチング素子Q8、整流ダイオードD<sub>cn</sub>、チョークコイルL12、平滑コンデンサC<sub>o2</sub>、及び制御回路7を、上記した二次側出力電圧E<sub>o1</sub>を生成する回路系と同様の態様により接続した、降圧形コンバータとして形成される。

従って、この場合にも、平滑コンデンサC<sub>o2</sub>の両端電圧としては、制御回路7のPWM制御によって安定化された二次側直流出力電圧E<sub>o1</sub>が得られることになる。

**【0044】**

また、二次巻線N2bに対しては、プリッジ整流回路DBR及び平滑コンデンサC<sub>o3</sub>から成る全波整流回路が形成されており、この全波整流回路の整流平滑動作によって、平滑コンデンサC<sub>o3</sub>の両端電圧として二次側直流出力電圧E<sub>o3</sub>を得るようにされている。

**【0045】**

第2コンバータ部202は、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子Q3、Q4、クランプダイオードDD3、DD4、部分共振コンデンサC<sub>p</sub>、コントロールIC2、絶縁コンバータトランスPIT-2の一次巻線N1等を、上記第1コンバータ部201と同様の態様によって接続することで、電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を探る。

また、第2コンバータ部202の二次側は、二次巻線N2のセンタータップを二次側アースに接続したうえで、この二次巻線N2に対して、図示するようにして、整流ダイオードD<sub>o1</sub>、D<sub>o2</sub>、平滑コンデンサC<sub>o4</sub>、C<sub>o5</sub>、ノイズ除去用の抵抗R1から成る両波整流回路が形成される。これにより、平滑コンデンサC<sub>o5</sub>の両端電圧として、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>が生成される。

また、第2コンバータ部202においては、制御回路7が、平滑コンデンサC<sub>o4</sub>の両端に得られる二次側整流平滑電圧のレベルに基づいて、一次側コンバータのスイッチング周波数制御を実行する結果、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>に対する安定化が図られるようにされている。

また、第2コンバータ部202において、コントロールIC2の起動端子V<sub>t</sub>に対しては、マイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号V<sub>t</sub>3が入力される。

**【0046】**

また、第3コンバータ部203も、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子Q5、Q6、クランプダイオードDD5、DD6、部分共振コンデンサC<sub>p</sub>、コントロールIC2、絶縁コンバータトランスPIT-3（一次巻線N1、二次巻線N2、整流ダイオードD<sub>o1</sub>、D<sub>o2</sub>、平滑コンデンサC<sub>o6</sub>、C<sub>o7</sub>、抵抗R2を、第2コンバータ部202と同様の態様によって接続することで、電流共振形コンバータと一次側部分電圧共振回路が組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を探る。そして、この第3コンバータ部203においても、制御回路7によるスイッチング周波数制御によって安定化された二次側直流出力電圧E<sub>o5</sub>が得られる。

また、第3コンバータ部203のコントロールIC2の起動端子V<sub>t</sub>に対しては、マイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号V<sub>t</sub>2が入力される。

**【0047】**

上記構成では、二次側から、6つの二次側直流出力電圧E<sub>o</sub>、E<sub>o1</sub>～E<sub>o5</sub>が得られることになるが、これら二次側直流出力電圧の用途、負荷仕様については、例えば下記のようになっている。

E<sub>o</sub>：ロジック電源、5V/6A～2A

E<sub>o1</sub>：アナログICドライブ用電源、12V/0.4A

E<sub>o2</sub>：デジタルICドライブ用電源、3.3V/1.5A

E<sub>o3</sub>：音声出力用電源、26V/1.3A～0.1A

E<sub>o4</sub>：データ電源、70V/2.5A～0.35A

E<sub>o5</sub>：維持電源、200V/1.75A～0.1A

そして、各コンバータ部が対応すべき最大負荷電力は、  
 第1コンバータ部 201 : 75W  
 第2コンバータ部 202 : 175W  
 第3コンバータ部 203 : 350W  
 であり、総合で 600W となる。

また、上記したような各コンバータ部が対応すべき最大負荷電力に応じて、絶縁コンバータトランスについては、次のようにしてコアが選定される。

PIT-1 : EER-35  
 PIT-2 : EER-40  
 PIT-3 : EER-42

また、降圧形コンバータにおけるチョークコイル L11, L12 は、それぞれ、EE-25 のフェライトコアである。

#### 【0048】

上記図11に示したようにして、プラズマディスプレイ装置に備えられる電源回路としては、それぞれ異なる負荷条件に対応させた複数の二次側直流出力電圧  $E_0$ ,  $E_{01} \sim E_{05}$  を出力するようにされている。また、特にプラズマディスプレイ装置においては、その回路構成の都合上、電源が起動して直流入力電圧（整流平滑電圧  $E_i$  (375V)）が立ち上がり、各二次側直流出力電圧について、しかるべき順序で以て、順次立ち上がったときに、立ち上げ順序で以て、順次立ち上がる必要がある。

具体的には、先ず、ロジック電源である二次側直流出力電圧  $E_0$  を立ち上げさせ、続いて、順次、維持電源である二次側直流出力電圧  $E_{05}$ 、データ電源である二次側直流出力電圧  $E_{04}$  を立ち上げるようにする。

#### 【0049】

そこで、上記したような二次側直流出力電圧の立ち上げ順序のために、マイクロコンピュータは、各コンバータ部 (201, 202, 203) におけるコントロールIC2 に起動端子  $V_{t1}$  に対して、立ち上げ信号  $V_{t1}$ ,  $V_{t2}$ ,  $V_{t3}$  を出力して制御を行っての立ち上げ信号  $V_{t1}$ ,  $V_{t2}$ ,  $V_{t3}$  による二次側直流出力電圧の立ち上げ順序を示す。

#### 【0050】

ここで、図11に示す電源回路は、いわゆるメイン電源の構成であり、ここにはスタンバイ電源は示していない。マイクロコンピュータは、このスタンバイ電源が供給されているからメイン電源が起動されていない状態でも、動作することが可能である。

そして、メイン電源である図11に示す回路を起動させるために、メインスイッチ  $S_W$  がオフからオンに切り換えたとすると、商用交流電源ACが回路に投入されて整流平滑電圧  $E_i$  が得られることになる。そして、この整流平滑電圧  $E_i$  が規定レベル（例えば375V）にまで上昇したことがマイクロコンピュータによって検出されると、マイクロコンピュータは、時点  $t_1$  のタイミングで、立ち上げ信号  $V_{t1}$  をLレベルからHレベルに切り換えて出力する。これにより、立ち上げ信号  $V_{t1}$  が入力されている第1コンバータ部201のコントロールIC2は、時点  $t_1$  からスイッチング駆動動作を開始する。それに応じて、第1コンバータ部201の二次側にて得られる二次側直流出力電圧が、時点  $t_1$  における0レベルから上昇を開始して或る時間が経過した時点で、規定  $E_0$  は、時点  $t_1$  における0レベルから上昇する。そして、以降は、降圧形コンバータによる定電圧制御のレベル (5V) にまで上昇する。そして、以降は、降圧形コンバータによる定電圧制御の動作によって、この12Vで安定化された状態を維持する。

なお、確認のために述べておくと、同じ第1コンバータ部201にて生成される残りの二次側直流出力電圧  $E_{01}$ ,  $E_{02}$ ,  $E_{03}$  も、二次側直流出力電圧  $E_0$  とほぼ同じタイミングで立ち上ることがになる。

#### 【0051】

そして、立ち上げ信号V<sub>t2</sub>は、上記のようにして、時点t<sub>1</sub>から二次側直流出力電圧E<sub>o1</sub>が規定レベルに上昇して安定した後の、時点t<sub>2</sub>においてLレベルからレベルに切り換えて出力されるように設定されている。

これにより、第3コンバータ部203のコントロールICが時点t<sub>2</sub>において起動する。これに応じて、時点t<sub>2</sub>以降においては、二次側直流出力電圧E<sub>o5</sub>が0レベルから上昇を開始して、或る時間を経過した時点で、規定レベル(200V)で一定となるようにして立ち上がることになる。

### 【0052】

また、上記のよう二次側直流出力電圧E<sub>o5</sub>が規定レベルで安定した状態となった後の時点t<sub>3</sub>において、マイクロコンピュータは、立ち上げ信号V<sub>t3</sub>をLレベルからHレベルに切り換える。これに応じて、第2コンバータ部202のコントロールICが時点t<sub>3</sub>において起動し、時点t<sub>3</sub>以降において、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>が0レベルから上昇を開始して、或る時間を経過した時点で、規定レベル(70V)で一定となるようにして立ち上がる。

このようにして、図11に示す電源回路では、二次側直流出力電圧の立ち上がりタイミングをコントロールして、電源回路としての適切な起動動作を得るようにしている。

### 【0053】

【特許文献1】特開平6-327246号公報(図11)

#### 【発明の開示】

#### 【発明が解決しようとする課題】

### 【0054】

これまでの説明から分かるように、先行技術として図11に示した電源回路は、従来から知られている図8及び図10に示した構成を基本とするアクティブフィルタを実装して構成されている。また、図11に示す回路の場合には、アクティブフィルタの後段に対して、3つの複合共振形コンバータを並列に接続している。さらには、第1コンバータ部201としての複合共振形コンバータには、二次側直流出力電圧E<sub>o1</sub>、E<sub>o2</sub>を得るための、降圧形コンバータが設けられる。

このような構成を探ることによって、力率改善を図っている。また、負荷電力600W以上の条件の下で、商用交流電源AC100V系とAC200V系とで動作する、いわゆるワイドレンジ対応としている。また、スイッチング制御方式による定電圧制御のための回路系と、二次側に設けられる所要数の降圧形コンバータとを組み合わせることによって、各二次側直流出力電圧の安定化を図っている。

### 【0055】

しかしながら、上記図11に示した構成による電源回路では次のような問題を有している。

図11に示す電源回路における電力変換効率としては、前段のアクティブフィルタに対するAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )と、後段の電流共振形コンバータ(第1、第2、第3コンバータ部201、202、203)のDC-DC電力変換効率( $\eta_{DC \rightarrow DC}$ )とを総合したものとなる。

### 【0056】

ここで、第1、第2、第3コンバータ部201、202、203におけるDC-DC電力変換効率( $\eta_{DC \rightarrow DC}$ )は、95%程度である。

また、アクティブフィルタにおけるAC-DC電力変換効率( $\eta_{AC \rightarrow DC}$ )は、交流入力電圧VAC=100V時では、93%、交流入力電圧VAC=230V時では95%となる。

従って、総合電力変換効率としては、交流入力電圧VAC=100V時では、

$$93\% \times 95\% = 88.3\%$$

となる。また、交流入力電圧VAC=230V時では、

$$95\% \times 95\% = 90.2\%$$

となる。

また、これに対応して、交流入力電力は、交流入力電圧VAC=100V時では679.

5W、交流入力電力230V時では、665。2Wとなる。

つまり、交流入力電圧VAC=230V (AC100V系) 時に対して、交流入力電圧VAC=100V (AC200V系) 時においては、アクティプフィルタ回路側における電力変換効率が低下して、総合効率が低下してしまう。

### 【0057】

また、図11に示す回路では、負荷電力Po=600W以上の条件のもとで、上記した電力変換効率の特性を下回ることが無いように、アクティプフィルタにおけるAC-DC電力変換効率(ηAC→DC)については、例えば交流入力電圧VAC=100V~230Vの範囲で、94%~97%で維持されるように設計する必要がある。

また、アクティプフィルタ回路8内では、昇圧型コンバータとしてのスイッチング動作が行われるが、このスイッチング動作は、dv/di, di/dtによるもので、ハードスイッチング動作であることから、ノイズの発生レベルが非常に大きい。また、アクティプフィルタ回路8内においては、3組の複合共振形コンバータと2組の降圧形コンバータを備えているので、これらのスイッチングノイズも無視できない程度に大きなものとなる。特に、降圧形コンバータはハードスイッチング動作であるから、スイッチングノイズ発生量は多い。これに対して、複合共振形コンバータはソフトスイッチング動作であり、ハードスイッチングコンバータと比較すればスイッチングノイズは小さいが、この場合には3組備えられた、このように、それだけ全体としてのノイズ量は増加することになる。このようなことから、比較的重度のノイズ抑制対策が必要となる。

### 【0058】

そして、これらの必要性から、図11に示す電源回路としては、先ず商用交流電源ACを整流する整流回路系において、ブリッジ整流回路Di1, Di2の2組を備えている。

また、アクティプフィルタ回路8内には、複数組のパワーチョークコイルを備える必要がある。さらに、スイッチングのための半導体素子については、複数組のスイッチング素子(トランジスタ、ダイオード等)を並列接続したうえで、これらが適正に駆動されるよう駆動回路を付加する必要がある。そして、これらの半導体素子に対しては、大型の放熱板を取り付ける必要もある。

さらに、図11に示す回路では、商用交流電源ACのラインに対して、2組のコモンモードチョークコイルと、3組のアクロスコンデンサによるラインノイズフィルタを形成している。つまり、2段以上のラインノイズフィルタが必要となっている。

また、整流出力ラインに対しては、1組のチョークコイルLNと、3組のフィルタコンデンサCNから成るノーマルモードノイズフィルタ4を設けている。さらに、アクティプフィルタ回路8内においては、スイッチング素子に対して、RCスナバ回路を設けるなどの必要性も出てくる。特に、図11の回路のように重負荷に対応する場合、RCスナバ回路を形成する抵抗は、セメント抵抗であり大型である。

このようにして、実際の回路としては、非常に多くの部品点数によるノイズ対策が必要であり、コストアップ及び電源回路基板の実装面積の大型化を招いている。

### 【0059】

さらに、図11に示すスイッチング電源回路では、3種のスイッチングコンバータが混在しているといえる。つまり、アクティプフィルタ回路8における昇圧型コンバータ部201~203を形成する複合共振形コンバータ、第1コンバータ部201に付加される降圧形コンバータである。

この場合において、アクティプフィルタ回路8の昇圧型コンバータのスイッチング周波数は50KHzであるのに対して、第1~第3コンバータ部201~203における複合共振形コンバータのスイッチング周波数は70KHz~150KHzの範囲となっている。さらに、第1コンバータ部201における降圧形コンバータは、例えば100KHzのスイッチング周波数となる。

このようにして、各スイッチングコンバータにおけるスイッチング周波数が異なる場合においては、1次側と二次側のアース電位が干渉しあって、電源回路としての動作が不安定になりやすいという問題も有している。

**【0060】**

また、図11に示す電源回路においては、複合共振形コンバータとして、コンバータ部201, 202, 203の3つを備えた構成を探っている。これについては、図12を参照して説明したように、この場合には、時点  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  の3段階で二次側直流出力電圧の立ち上げタイミングを制御しなければならないことに起因している。

つまり、立ち上げ信号は、コントロールIC2を起動させるためのもの（起動制御信号）として出力されるものである。従って、図12に示した時点  $t_1$ ,  $t_2$ ,  $t_3$  に対応した二次側直流出力電圧の立ち上げシーケンスを実現するためには、これに応じて、立ち上げ信号  $V_{t1}$ ,  $V_{t2}$ ,  $V_{t3}$  によりそれぞれ起動する3つのコントロールICが必要である。そこで、これら3つのコントロールICごとに對応させて3つの複合共振形コンバータを備えることとし、要求される立ち上げシーケンスの順序に応じて、これら3つの複合共振形コンバータにより生成すべき二次側直流出力電圧を割り当てるようにしたものである。

**【0061】**

しかしながら、上記のようにして二次側直流出力電圧を順次立ち上げていく構成では、立ち上げ信号の数に応じたコントロールICが必要であることになり、従って、立ち上げ信号の数に応じたコンバータ部が必要となる。つまり、二次側直流出力電圧の立ち上げシーケンスの段階数が増加するのに応じて、コンバータ部の数も増加させる必要が生じるということを意味する。

これは、二次側直流出力電圧の立ち上げシーケンスの段階数の増加に対応させようとすると、そのためだけにコンバータ部の数が増加してしまい、結果、コントロールICや絶縁コンバータトランジスタPIT、スイッチング素子などをはじめとして、コンバータ部を構成する部品が必要以上に増加していくことになるという不都合を招く。このようなコンバータ部の増加は、電源回路基板の大型化、重量増加につながるため、好ましいことはない。また、コンバータ部が増加することで、一次側スイッチング素子のスイッチング損失もその分増加することになるので、電力変換効率的に不利である。

**【課題を解決するための手段】****【0062】**

そこで本発明は上記した課題を考慮して、スイッチング電源回路として次のように構成することとした。

つまり、本発明のスイッチング電源回路は、商用交流電源を入力して整流平滑電圧を生成するものとされ、入力される商用交流電源のレベルに応じて、商用交流電源レベル等倍に対応するレベルの整流平滑電圧を生成する等倍電圧整流動作と、商用交流電源レベルの2倍に対応するレベルの上記整流平滑電圧を生成する倍電圧整流動作とで切り換えが行われる整流平滑手段と、整流平滑電圧を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータ部を複数備える。

そして、複数のスイッチングコンバータ部の各々は、直流入力電圧を入力してスイッチング動作を行うものとされ、ハイサイドのスイッチング素子と、ローサイドのスイッチング素子とをハーフブリッジ結合して形成されるスイッチング手段と、各スイッチング素子をスイッチング駆動するスイッチング駆動手段を備える。

また、少なくとも、スイッチング手段のスイッチング動作により得られるスイッチング出力が供給される一次巻線と、この一次巻線に得られたスイッチング出力としての交番電圧が励起される二次巻線とを巻装して形成される絶縁コンバータトランジスタとを備える。

また、少なくとも、絶縁コンバータトランジスタの一次巻線の漏洩インダクタンス成分と、一次巻線に直列接続された一次側直列共振コンデンサのキャパシタンスとによって形成される、スイッチング手段の動作を電流共振形とする一次側直列共振回路と、各ハーフブリッジ回路を形成する2つのスイッチング素子のうち、一方のスイッチング素子に対して並列接続された部分電圧共振コンデンサのキャパシタンスと、上記絶縁コンバータトランジスタの一次巻線の漏洩インダクタンス成分によって形成され、上記各スイッチング素子がターンオン及びターンオフするタイミングに応じてのみ電圧共振動作が得られる一次側部分電圧

共振回路とを備える。

また、絶縁コンバータトランスの二次巻線に得られる交番電圧を入力して、整流動作を行うことで複数の二次側直流出力電圧を生成するように構成された直流出力電圧生成手段を備える。

また、複数の二次側直流出力電圧のうち、所要の1つの二次側直流出力電圧のレベルに応じてスイッチング駆動手段を制御して、スイッチング手段のスイッチング周波数を可変することで、所要の1つの二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成された周波数制御型定電圧制御手段を備える。

また、周波数制御型定電圧制御手段により定電圧制御される以外の、定電圧化を必要とする所要の二次側直流出力電圧ごとに応じて設けられるもので、制御巻線と被制御巻線が巻装された可飽和リアクトルとしての制御トランスの被制御巻線を、二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路に挿入し、入力された二次側直流出力電圧レベルに応じて、制御巻線に流すべき制御電流レベルを可変して被制御巻線のインダクタンスを可変することで、この二次側直流出力電圧に対する定電圧制御を行うように構成されたインダクタンス制御型定電圧制御手段を備える。

また、所定の二次側直流出力電圧が立ち上がったとされるときから所定時間経過したタイミングで、他の所定の二次側直流出力電圧を生成するための二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるように動作するスイッチ手段を備える。

また、力率を改善する力率改善回路を備え、この力率改善回路は、一次側直列共振回路に対して直列に挿入される力率改善用一次巻線と、整流平滑手段として形成される整流電流経路に挿入される力率改善用二次巻線とを巻装し、これら力率改善用一次巻線と力率改善用二次巻線とが疎結合となるようにして構成される力率改善用トランスと、整流電流経路の所要部位に挿入され、力率改善用一次巻線によって力率改善用二次巻線に励起された交番電圧に基づいてスイッチング動作を行うことで整流電流を断続する整流ダイオード素子と、を備えて形成することとした。

### 【0063】

上記構成による本願発明のスイッチング電源回路は、重負荷の条件に対応するのにあたって、整流平滑電圧（直流入力電圧）を入力して動作するスイッチングコンバータ部を複数備えるようにされる。

そして、各スイッチングコンバータ部としては、ハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分電圧共振回路を組み合わせた構成を探っていることになる。

また、力率改善は、疎結合による力率改善用トランスによって、複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続し、これにより交流入力電流の導通角を拡大して力率改善を図る構成が採られる。

そして、ワイドレンジ対応とするのにあたっては、整流平滑電圧（直流入力電圧）を生成する整流平滑手段について、商用交流電源レベルに応じて等倍電圧整流動作と倍電圧整流動作とで整流動作の切り換えが行われるように構成する。

これにより、例えば力率改善回路を備える電源回路としてワイドレンジ対応の構成とするのにあたっては、スイッチングコンバータへの直流入力電圧の安定化を図るアクティブフィルタを備える必要は無いこととなる。

また、スイッチ手段によっては、二次側整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換えるようになるが、この動作は、その二次側整流電流経路により生成される二次側直流出力電圧を0レベルの状態から規定レベルに立ち上げる動作となる。そして、この二次側直流出力電圧に対する定電圧制御手段により、複数の二次側直流出力電圧の整流電流経路をオフ状態からオン状態に切り換える動作は、複数の二次側直流出力電圧のうちで、所定の二次側直流出力電圧が立ち上がったとされるときから所定時間経過したタイミングで行われるようにされる。つまり、複数の二次側直流出力電圧について、立ち上げタイミングをコントロールしながら、順次立ち上げていくことが可能とされる。

### 【発明の効果】

### 【0064】

のことから本発明は、力率改善機能を備えるワイドレンジ対応のスイッチング電源回路として、アクティブフィルタを備えない構成を探る。これにより、例えばアクティブフィルタによって力率改善を図る場合よりも電力変換効率が向上されるという効果を有することになる。

#### 【0065】

また、本発明のスイッチング電源回路としては、アクティブフィルタを構成するための多数の部品素子が不要となる。また、電源回路を構成する電流共振形コンバータ、及び力率改善回路はソフトスイッチング動作であり、スイッチングノイズが大幅に低減されるから、ノイズフィルタを強化する必要もなくなる。

このために、先行技術と比較しては、部品点数が大幅に削減されることになって、電源回路サイズの小型／軽量化を図ることが可能となる。また、それだけコストダウンが図られることにもなる。

特に本発明によるスイッチング電源回路は、重負荷の条件に対応するものであるが、重負荷に対応するアクティブフィルタは、さらに多くの部品を必要とするから、本発明によりアクティブフィルタが省略されることによる、回路の小型軽量化とコストダウンの効果は、非常に有効なものとなる。

#### 【0066】

さらには、アクティブフィルタが省略されたことで、一次側と二次側のアース電位の干渉が少なくなるので、アース電位が安定することとなって、信頼性が向上する。

#### 【0067】

また、先行技術としては、複数の二次側直流出力電圧について規定される立ち上げシーケンスを実現するのに、各スイッチングコンバータ部のコントロールIC（スイッチング駆動手段）を立ち上げ信号により起動させる構成としていた。このために、二次側直流出力電圧を立ち上げるべき段階数、つまり、立ち上げ信号（起動制御信号）の数に応じたスイッチングコンバータ部を備える必要が生じていた。

これに対して本発明では、スイッチ手段を備えて、複数の二次側直流電圧について立ち上げタイミングをコントロールしながら順次立ち上げていくことを可能としている。これによって、二次側直流出力電圧を立ち上げるべき段階数に応じて数のスイッチングコンバータ部を備える必要はないこととなり、必要に応じて、スイッチングコンバータ部の数を従来よりも削減することができる。これによっても、部品素子数の削減と、これに伴う小型軽量化、及びコスト削減が図られるとともに、スイッチングコンバータ部の数が削減された分によるスイッチング損失の低減も図られることになる。

#### 【発明を実施するための最良の形態】

##### 【0068】

図1は、本発明の実施の形態としてのスイッチング電源回路を搭載して構成される、プラズマディスプレイ装置の内部構成例について、電源部と機能回路部との関係により示している。

電源部と機能回路部との関係の観点からすると、図1に示す実施の形態としてのプラズマディスプレイ装置10は、スイッチング電源部11、プラズマディスプレイパネル部12、テレビジョン受像機能部13により構成されるものとして捉えることができる。

##### 【0069】

スイッチング電源部11は、図示するようにして、商用交流電源ACを入力して後述するようにしてスイッチング動作を行うことで、プラズマディスプレイパネル部12及びテレビジョン受像機能部13のための動作電源として、所定の負荷条件に応じた直流電圧E<sub>o</sub>, E<sub>e1</sub>, E<sub>e2</sub>, E<sub>e3</sub>, E<sub>e4</sub>, E<sub>e5</sub>を出力するようにされている。

ちなみに、このスイッチング電源部11は、図2、図6により後述する、本実施の形態としてのスイッチング電源回路に相当するものであり、直流電源電圧E<sub>o</sub>, E<sub>e1</sub>, E<sub>e2</sub>, E<sub>e3</sub>, E<sub>e4</sub>, E<sub>e5</sub>は、実施の形態としてのスイッチング電源回路の二次側にて二次側直流出力電圧として得られるものである。従って、この図1に示すプロック構成は、後述する第1及び第2の実施の形態に対して共通な構成となる。

[0070]

【0070】 プラズマディスプレイパネル部12は、プラズマディスプレイとしての表示デバイスを備えて画像表示を行うための部位とされる。

[0071]

【0071】 プラズマディスプレイの表示原理としては、周知のようにして、例えば2枚のガラス基板を対向させることで形成して空間内にガスを封入したうえで、このガス内に対して電圧を印加して真空放電を起こさせる。これにより、ガラス基板の空間内においては、ガスが電離してプラズマ状態となり紫外線が放射される。ここで、ガラス基板間の空間内に蛍光体層を形成しておくと、この蛍光体層では、上記紫外線が照射されることで、所定色の可視光を放射する。このような蛍光体としてR, G, Bの3色に対応するものを形成しておき、例えばマトリクス状に形成した表示セルごとに上記した放電発光現象が得られるようになることで、カラー画像表示が可能となる。

[0072]

【0072】 また、上記したようなプラズマディスプレイ装置を表示駆動する方式としては、サブフレーム方式が知られている。

サブフィールド方式は、1フィールドを、複数のサブフィールドに分割して、各サブフィールドごとに、表示セルの発光期間を制御することで、各表示セルの階調（輝度）を表現する駆動方式である。また、このようにして表示セルを発光駆動させるのにあたっては、各サブフィールド期間において、ライン走査を行うごとにデータ線を駆動して発光させ、べき表示セルを設定した上で、サステインパルスの印加を行うようにされる。そして、この際、1画素を形成するR、G、Bの各表示セルの階調を制御することで、画面全体の階調バランスだけではなく、1画素ごとの色再現が行われることになる。つまり、カラー画像の表現が可能となる。

[0073]

【0073】  
そして、プラズマディスプレイ部12の内部構造例としては、上記表示セルが配置される表示パネル部と、サブフィールド方式による表示を行うために画像データに応じてデータ線を駆動するデータ駆動回路と、サステインパルスを印加するためのサステインパルス用駆動回路を備える。また、プラズマディスプレイ部12としての動作制御を実行する制御部から成る。この制御部は、プラズマディスプレイ部12における画像表示動作についての各種制御を実行する。例えば入力される画像データに応じてどのようなサブフィールドパターンとするのかを決定し、また、決定したサブフィールドパターンに基づいて、データ駆動回路及びサステインパルス用駆動回路の駆動動作を制御するようにもされる。また、周知のようにして、プラズマディスプレイ装置では、表示画像品質の向上や低消費電力化を目的として、P L E (Peak Luminace Enhancement)制御という輝度制御を実行するようにされているが、このP L E制御のための演算処理なども実行するようになれる。

[0074]

【0074】この場合のプラズマディスプレイ装置10は、テレビジョン放送を受信表示するテレビジョン受像機としての機能も有している。つまり、受信した放送波から目的とするチャンネルを選局して映像信号／音声信号を復調する機能である。テレビジョン受像機能部13は、このための機能回路部である。

[0075]

【0075】そこで、テレビジョン受像機能部13としては、所定種類の放送波（例えば地上波であるとか、衛星放送であるとかの種別となる）を受信選局するチューナ（フロントエンド）と、チューナにより受信選局された信号から映像信号／音声信号を復調するデコーダ等を備えて構成されることになる。

備えて構成されることになる。テレビジョン受像機能部13において復調処理を行って得た映像信号は、映像信号データに変換したうえでプラズマディスプレイパネル部12に入力する。これにより、プラズマディスプレイパネル部12では、テレビジョン放送についての画像表示が行われることになる。また、復調された音声信号は、同じテレビジョン受像機能部13において備えられているとされる音声信号出力回路系に入力されることで、例えばスピーカなどから音声

として出力するようにされる。

#### 【0076】

そして、この場合において、スイッチング電源部11からは、先にも説明したようにして、6つの直流電源電圧E<sub>o</sub>, E<sub>o1</sub>, E<sub>o2</sub>, E<sub>o3</sub>, E<sub>o4</sub>, E<sub>o5</sub>が得られるが、これらの直流電圧は、次のような負荷条件に対応する電源電圧として利用される。

#### 【0077】

先ず、これら6つの直流電源電圧E<sub>o</sub>, E<sub>o1</sub>, E<sub>o2</sub>, E<sub>o3</sub>, E<sub>o4</sub>, E<sub>o5</sub>のうち、プラズマディスプレイ部12に供給されているのは直流電源電圧E<sub>o</sub>, E<sub>o4</sub>, E<sub>o5</sub>となる。

直流電源電圧E<sub>o</sub>はロジック電源といわれているもので、プラズマディスプレイ部12における制御回路としてのICなどに供給されるべき電源となる。

また、直流電源電圧E<sub>o4</sub>はデータ電源といわれ、データ線を駆動するためのデータ線駆動回路のために供給されるべき電源である。

直流電圧E<sub>o5</sub>は、維持(サステイン)電源といわれるもので、前述したサステインパルスを出力させるための電源として用いられる。つまり、直流電圧E<sub>o5</sub>は、サステインパルス用駆動回路のために供給されるべき電源となる。

#### 【0078】

そして、残る直流電源電圧E<sub>o1</sub>, E<sub>o2</sub>, E<sub>o3</sub>がテレビジョン受像機能部13に供給されることになるが、直流電源電圧E<sub>o1</sub>はアナログICドライブ用電源といわれ、例えばチューナなどを備えるIC(Integrated Circuit)などのための電源として供給されるものとなる。また、近年のテレビジョン受像機としては、例えば受信選局された信号の復調処理や各種の映像/音声信号処理について、デジタル信号処理により行うようになってきており、そのためのデジタルシグナルプロセッサなどのためのICを備える。テレビジョン受像、そのためのデジタルシグナルプロセッサなどのためのICを備えており、直流電源電圧E<sub>o2</sub>は、この機能部13としてもこのようなデジタルICを備えており、直流電源電圧E<sub>o3</sub>は、このデジタルICに供給すべき電源となる。つまり、デジタルICドライブ用電源となる。

直流電源電圧E<sub>o3</sub>は、音声出力用電源といわれ、音声信号を出力すべき音声出力回路系に供給すべき電源となる。

#### 【0079】

図2は、上記図1に示したスイッチング電源部11に適用できるスイッチング電源回路として、本発明の第1の実施の形態となるスイッチング電源回路の構成例を示している。この図に示す電源回路は、先行技術として図11に示した回路と同様に、負荷電力P<sub>o</sub>=600W以上に対応可能で、かつ、商用交流電源AC100V系とAC200V系とで動作するワイドレンジ対応としての構成を探る。

つまり、本実施の形態としてのプラズマディスプレイ装置10は、例えば我が国や米国などの商用交流電源AC100V系の地域と、欧州などのAC200V系の地域との、何れの地域においても動作が可能なわゆるワールドワイド仕様とされる。また、プラズマディスプレイ装置全体の電力仕様としては、総合で600W以上とされる。

#### 【0080】

この図1に示す電源回路においては、商用交流電源ACに対して、1組のコモンモードチョークコイルCMCと、2組のアクロスコンデンサCLから成るラインノイズフィルタが備えられる。つまり、この場合には、コモンモードノイズを除去するラインノイズフィルタとしては1段のみが設けられる。

#### 【0081】

また、このラインノイズフィルタの後段における商用交流電源ACの正/負の各ラインに対しては、それぞれチョークコイルLN, LNが直列に挿入される。そして、チョークコイルLN, LNと、プリッジ整流回路D<sub>i</sub>の正極入力端子/負極入力端子との接続点間に對して、2本の並列接続されたフィルタコンデンサCN//CNが接続される。

これらチョークコイルLN, LN及びフィルタコンデンサCN//CNによっては、ノーマルモードノイズフィルタ4が形成され、商用交流電源の整流電流経路に発生するノーマルモードノイズを抑制する。このノーマルモードノイズフィルタ4は、力率改善回路3の一部となる。

**【0082】**

そして、本実施の形態の電源回路では、商用交流電源ACに対して、整流回路系を含んで形成される効率改善回路3が接続される構成を探る。この効率改善回路3は、図示するようにして、ブリッジ整流回路Di、平滑コンデンサCi1, Ci1, Ci2, Ci2、フィルタコンデンサCN//CN、及び疎結合トランス（効率改善用トランス）VFT-1, VFT-2を備えて形成される。疎結合トランスVFT-1は、第1コンバータ部101に対応して備えられ、疎結合トランスVFT-2は、第2コンバータ部102に対応して備えられる。

**【0083】**

ブリッジ整流回路Diの正極入力端子は、疎結合トランスVFT-1, VFT-2の各二次巻線N12の並列接続回路を介して、商用交流電源ACの正極ラインと接続される。また、ブリッジ整流回路Diの負極入力端子は、商用交流電源ACの負極ラインと接続される。

ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、平滑コンデンサCi1, Ci1, Ci2, Ci2から成る平滑回路の正極側に接続される。また、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子は、一次側アースと接続される。

**【0084】**

この場合、平滑コンデンサCi1, Ci1, Ci2, Ci2から成る平滑回路としては次のようにして形成されている。つまり、2組の平滑コンデンサCi1-Ci2の直列接続回路を並列に接続しているものである。

そして、並列接続関係にある平滑コンデンサCi1//Ci1の各正極端子は、ブリッジ整流回路Diの正極出力端子と接続される。また、平滑コンデンサCi1//Ci1の負極端子と、平滑コンデンサCi2//Ci2の正極端子との接続点は、リースイッチSを介して、ブリッジ整流回路Diの負極入力端子に対して接続される。このリースイッチSは、整流回路切換モジュール5に接続されたリレーRLの駆動状態に応じて、オン／オフされる。

**【0085】**

整流回路切換モジュール5は、リレーRLを駆動することで、上記のようにして形成される整流回路系の動作をAC100V系とAC200V系とで切り換えるために設けられる。このために、検出端子T11には、商用交流電源ACを、ダイオードD10及びコンデンサC10により半波整流して得た直流電圧が、検出電圧として入力されるようになっている。検出端子T11から入力される直流電圧レベルは、商用交流電源AC（交流入力電圧VAC）のレベルに応じた変化を示す。つまり、整流回路切換モジュール5は、整流平滑電圧Eiのレベルを検出することで、商用交流電源ACのレベルを検出するようになっている。

また、リレー駆動端子T12, T13間にに対してはリレーRLが接続される。なお、リレーRLは、自身の導通状態に応じて、リースイッチSをオン／オフ制御する。なお、ここでは、リレーRLが導通状態ではリースイッチSがオン、リレーRLが非導通状態ではリースイッチSがオフとなるようにされている。

また、端子T15は、整流回路切換モジュール5のアースラインを一次側アースに接続させるための端子である。

**【0086】**

上記した構成による整流回路系の切り換え動作は次のようになる。

整流回路切換モジュール5では、検出端子T11に入力される交流入力電圧VACのレベルと所定の基準電圧とを比較する。検出端子T11に入力される電圧レベルは、交流入力電圧VAC=150V以上であるときには上記基準電圧以上となり、交流入力電圧VACが150V以下であるときには上記基準電圧以下となる。つまり、基準電圧は、交流入力電圧VAC=150Vに対応したレベルとなっている。

そして、整流回路切換モジュール5では、入力された直流電圧のレベルが基準電圧以下であるときには、リレーRLをオンとし、基準電圧以上であるときには、リレーRLをオフとする。

フするように駆動する。

**【0087】**

ここで、例えばAC200V系であるのに対応して、交流入力電圧VAC=150V以上に対応するレベルが入力されたとする。

この場合には、検出端子T11に入力される電圧レベルが基準電圧以上となるので、整流回路切換モジュール5は、リレーRLをオフとする。これに応じて、リースイッチS1もオフ（オープン）となる。

リースイッチS1がオフの状態では、交流入力電圧VACが正／負となる各期間において、交流入力電圧VACをプリッジ整流回路Diにより整流して、2組の直列接続された平滑コンデンサ[Ci1-Ci2]//[Ci1-Ci2]の並列回路に整流電流を充電する動作が得られる。これは、通常のプリッジ整流回路を備えた全波整流回路による整流動作となる。これにより、平滑コンデンサ[Ci1-Ci2]//[Ci1-Ci2]から成る平滑回路の両端電圧として、交流入力電圧VACの等倍に対応する整流平滑電圧Eiが得られる。

**【0088】**

これに対して、AC100V系であるのに対応して、交流入力電圧VAC=150V以下に対応するレベルの整流平滑電圧Eiが発生したとする。

この場合には、検出端子T11に入力される電圧レベルが上記基準電圧以下となって、整流回路切換モジュール5はリレーRLをオンとすることで、リースイッチS1はオン（クローズ）となるように制御される。

リースイッチS1がオンの状態では、交流入力電圧VACが正の期間では、プリッジ整流回路Diによる整流出力が、平滑コンデンサCi1//Ci1の並列接続回路のみに充電される整流電流経路が形成される。一方、交流入力電圧VACが負の期間では、プリッジ整流回路Diによる整流出力が、平滑コンデンサCi2//Ci2の並列接続回路のみに充電される整流電流経路が形成される。

このようにして整流動作が行われる結果、平滑コンデンサCi1//Ci1, Ci2//Ci2の各並列接続回路の両端電圧として、交流入力電圧VACの等倍に対応したレベルが生じるうことになる。従って、平滑コンデンサCi1//Ci1, Ci2//Ci2の各並列接続回路を直列に接続した、平滑回路全体としての両端電圧である整流平滑電圧Eiとしては、交流入力電圧VACの2倍に対応するレベルが得られる。つまり、いわゆる倍電圧整流回路が形成されるものである。

**【0089】**

このようにして、図2に示す回路では、商用交流電源AC100V系の場合には、倍電圧整流動作により、交流入力電圧VACの2倍に対応する整流平滑電圧Eiを生成し、商用交流電源AC200V系の場合には、例えば全波整流回路による等倍電圧整流動作によつて、交流入力電圧VACの等倍に対応する整流平滑電圧Eiを生成する。つまり、商用交流電源AC100V系の場合と、AC200V系の場合とで、結果的に同等レベルの整流平滑電圧Eiが得られるようにしており、これによって、ワイドレンジ対応としているものである。そして、この整流平滑電圧Eiは、後段のスイッチングコンバータに対して、直流入力電圧として入力される。

なお、単に倍電圧整流動作と全波整流動作の切り換えを行うのであれば、例えば1組の平滑コンデンサCi1-Ci2の並列接続回路によっても可能である。

本実施の形態において、この平滑コンデンサCi1-Ci2の並列接続回路を2組並列に接続しているのは、本実施の形態の電源回路が負荷電力Po=600W以上という重負荷の条件に対応することによる。重負荷の条件になるほど、整流回路系において平滑回路を形成するコンデンサに流入する電流は増加する。そこで、本実施の形態のようにして、平滑コンデンサを並列接続すれば平滑コンデンサに流れる整流電流は分岐することになる。つまり、1つの平滑コンデンサに流れる電流レベルが抑制されることとなって、平滑コンデンサにかかる負担が軽減される。

なお、このような整流回路系を含んで形成される本実施の形態の力率改善回路3による力率改善動作については後述する。

## 【0090】

図2に示す回路において、上記した平滑回路（平滑コンデンサ [C<sub>i1</sub>-C<sub>i2</sub>]// [C<sub>i1</sub>-C<sub>i2</sub>])の両端電圧として得られる直流入力電圧（整流平滑電圧E<sub>i</sub>）を入力して動作するスイッチングコンバータとしては、図示するようにして第1コンバータ部101、第2コンバータ部102の2つが備えられる。これら第1コンバータ部101、第2コンバータ部102は、直流入力電圧（整流平滑電圧E<sub>i</sub>）に対して並列となるようにして接続される。

また、これら第1コンバータ部101、第2コンバータ部102は、それぞれ他励式のハーフブリッジ方式による電流共振形コンバータに対して、一次側部分電圧共振回路を備えた複合共振形コンバータとしての構成を探る。また、第1コンバータ部101、第2コンバータ部102は、それぞれ、電圧帰還方式による効率改善回路3を形成する疎結合トランジストVFT-1, VFT-2を備えることで効率改善を図るようにも構成される。

## 【0091】

ここで、第1コンバータ部101の構成について説明する。

この第1コンバータ部101は、上記もしているように、電流共振形コンバータとしての基本構成を探る。そして、ここでは、図示するようにして、MOS-FETによる2本のスイッチング素子Q1（ハイサイド）、Q2（ローサイド）をハーフブリッジ結合により接続している。このスイッチング素子Q1, Q2のハーフブリッジ結合による回路は、整流平滑電圧E<sub>i</sub>に対して並列に接続される。

また、スイッチング素子Q1, Q2の各ドレインーソース間に対しては、図示する方向により、それぞれダンパーダイオードDD1, DD2を並列に接続している。

## 【0092】

また、スイッチング素子Q2のドレインーソース間に対しては、部分共振コンデンサC<sub>p</sub>が並列に接続される。この部分共振コンデンサC<sub>p</sub>のキャパシタンスと一次巻線N1のリーケージインダクタンスL1によっては並列共振回路（部分電圧共振回路）を形成する。そして、スイッチング素子Q1, Q2のターンオフ時にのみ電圧共振する、部分電圧共振動作が得られるようになっている。

## 【0093】

コントロールIC2は、電流共振形コンバータを他励式により駆動するための発振回路、制御回路、及び保護回路等を備えて構成されるもので、内部にバイポーラトランジスタを備えた汎用のアナログIC(Integrated Circuit)とされる。このコントロールIC2は、電源入力端子V<sub>cc</sub>に入力される直流電圧により動作する。この場合には、整流平滑電圧E<sub>i</sub>が抵抗R<sub>s</sub>を介して電源入力端子V<sub>cc</sub>に入力されている。

また、このコントロールIC2は、アース端子Eにより一次側アースに接地させるようしている。

## 【0094】

そして、コントロールIC2においては、スイッチング素子に対してドライブ信号（ゲート電圧）を出力するための端子として、2つのドライブ信号出力端子V<sub>GH</sub>, V<sub>GL</sub>が備えられる。

ドライブ信号出力端子V<sub>GH</sub>からは、ハイサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力され、ドライブ信号出力端子V<sub>GL</sub>からは、ローサイドのスイッチング素子をスイッチング駆動するためのドライブ信号が出力される。

そして、この場合には、ドライブ信号出力端子V<sub>GH</sub>から出力されるドライブ信号は、ハイサイドのスイッチング素子Q1のゲートに印加される。また、ドライブ信号出力端子V<sub>GL</sub>から出力されるドライブ信号は、ローサイドのスイッチング素子Q2のゲートに印加される。

## 【0095】

また、この図では図示を省略しているが、コントロールIC2に対しては、外付けの回路として、1組のポートストラップ回路が備えられる。このポートストラップ回路によりドライブ信号出力端子V<sub>GH</sub>から出力されるハイサイド用のドライブ信号は、ハイサイドの

スイッチング素子Q1を適正にドライブ可能なレベルとなるように、レベルシフトされる。

### 【0096】

コントロールIC2では、内部の発振回路により所要の周波数の発振信号を生成する。なお、この発振回路は、後述するようにして制御回路1から端子Vcに入力される制御出力のレベルに応じて、発振信号の周波数を可変するようになっている。

そして、コントロールIC2では、上記発振回路にて生成された発振信号を利用して、ハイサイド用のドライブ信号と、ローサイド用のドライブ信号を生成する。そして、ハイサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGHから出力し、ローサイド用のドライブ信号をドライブ信号出力端子VGLから出力するようになっている。

### 【0097】

上記説明によると、スイッチング素子Q1に対しては、ドライブ信号出力端子VGHから出力されるハイサイド用のドライブ信号が印加される。これによって、スイッチング素子Q1のゲートソース間電圧VGH1としては、このハイサイド用のドライブ信号に対応した波形が得られることになる。

つまり、図3(a)に示すようにして、1スイッチング周期内において、正極性による矩形波のパルスが発生する期間と、0Vとなる期間が得られることになる。

そして、この図3(a)に示されるゲートソース間電圧VGH1によって、スイッチング素子Q1は、先ず、1スイッチング周期内において、正極性の矩形波パルスが得られるタイミングでオン状態となるようにされる。つまり、スイッチング素子Q1がオンとなるには、ゲート閾値電圧(=5V)以上の適切なレベルの電圧が印加されることが必要である。上記正極性のパルスとしてのゲートソース間電圧VGH1は10Vとなるように設定する。そして、ゲートソース間電圧VGH1が0Vでゲート閾値電圧以下となることになる。そこで、ゲートソース間電圧VGH1が0Vでゲート閾値電圧以下となることになる。この正極性のパルスが印加される期間に対応してオンとなる状態が得られているから、この正極性のパルスが印加される期間に対応してオフとなる状態が得られる。このようにタイミングにより、スイッチング素子Q1は、オン/オフするようにしてスイッチング動作を行うことになる。

### 【0098】

一方、スイッチング素子Q2に対しては、ドライブ信号出力端子VGLから出力されるローサイド用のドライブ信号が印加されるようになっている。このドライブ信号に応じては、図3(b)に示す波形によるスイッチング素子Q2のゲートソース間電圧VGL1が得られる。

つまり、ゲートソース間電圧VGL1は、図3(a)に示したスイッチング素子Q1のゲートソース間電圧VGH1と同じ波形とされたうえで、タイミングとしては、ゲートソース間電圧VGH1に対して180°の位相差を有した波形が得られているものである。このことから、スイッチング素子Q2は、スイッチング素子Q1と交互にオン/オフするタイミングによりスイッチング駆動されることになる。

また、図3(a)(b)によると、スイッチング素子Q1がターンオフしてスイッチング素子Q2がターンオンするまでの間と、スイッチング素子Q2がターンオフして、スイッチング素子Q1がターンオンするまでの間には期間tdが形成されるようになっている。

### 【0099】

この期間tdは、スイッチング素子Q1, Q2が共にオフとなるデッドタイムである。このデッドタイムとしての期間tdは、部分電圧共振動作として、スイッチング素子Q1, Q2がターンオン/ターンオフするタイミングでの短時間において、部分共振コンデンサCpにおける充放電の動作が確実に得られるようにすることを目的として形成している。そして、このような期間tdとしての時間長は、例えばコントロールIC2側で設定することができるようになっており、コントロールIC2では、設定された時間長による期間tdが形成されるように、ドライブ信号出力端子VGH, VGLから出力すべきドライブ信号についてのパルス幅のデューティ比を可変する。

### 【0100】

絶縁コンバータトランスPIT-1はスイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力を

二次側に伝送するものであり、一次巻線N1と、所要数の二次巻線が巻装される。絶縁トランスPIT-1の一次巻線N1の一端は、この場合、スイッチング素子Q1のソースとスイッチング素子Q2のドレンとの接続点（スイッチング出力点）に対して、一次側直列共振コンデンサC1と疎結合トランスVFT-1の一次巻線N11の直列接続を介して接続される。また、他端は、一次側アースに接続される。

#### 【0101】

ここで、上記直列共振コンデンサC1のキャパシタンスと、一次巻線N1を含む絶縁コンバータトランスPIT-1のリーケージインダクタンスL1によっては、一次側直列共振回路が形成される。そして、上記のようにして、この一次側直列共振回路がスイッチング出力点に対して接続されていることで、スイッチング素子Q1, Q2のスイッチング出力が一次側直列共振回路に伝達されることになる。一次側直列共振回路では伝達されたスイッチング出力に応じて共振動作するが、これによって、一次側スイッチングコンバータの動作を電流共振形とする。

#### 【0102】

上記説明によると、この図に示す一次側スイッチングコンバータとしては、一次側直列共振回路（L1-C1）による電流共振形としての動作と、前述した部分電圧共振回路（Cp//L1）による部分電圧共振動作とが得られることになる。

つまり、この図に示す第1コンバータ部101は、一次側スイッチングコンバータを共に構成するための共振回路に対して、他の共振回路と組み合わされた複合共振形コンバータとしての構成を探っている。

#### 【0103】

ここでの図示による説明は省略するが、絶縁コンバータトランスPIT-1の構造としては、例えばフェライト材によるE型コアを組み合わせたEE型コアを備える。そして、一次側と二次側とで巻装部位を分割したうえで、一次巻線N1と、二次巻線をEE型コアの中央磁脚に対して巻装している。

#### 【0104】

この場合の絶縁コンバータトランスPITにおいては、二次巻線N2, N2A, N2Bの3つの二次巻線がそれぞれ独立するようにして巻装される。

先ず、二次巻線N2からは、二次側直流出力電圧Eo, Eo1, Eo2を生成するようになされおり、このうち、二次側直流出力電圧Eoを生成するための回路系は次のようになる。

つまり、二次巻線N2に形成したタップ出力を二次側アースに接地させた上で、このタップ出力をセンター位置とした所定の巻数分の位置から、1つずつ両端タップを引き出す。そして、各両端タップに対して、直交型制御トランスPRT-1の被制御巻線NR1, NR2の直列接続を介して整流ダイオードD01, D02を接続し、また、平滑コンデンサCoを接続することで、両波整流回路を形成する。この両波整流回路によって、平滑コンデンサCoの両端電圧として二次側直流出力電圧Eoが得られる。

ここで、二次側直流出力電圧Eoは、安定化のために、分岐して制御回路7に対して入力される。

#### 【0105】

直交型制御トランスPRT-1は、例えば制御巻線Ncに対して、被制御巻線NR1, NR2の巻方向が直交する関係となるようにして、制御巻線Nc及び制御巻線NR1, NR2をコアに巻装して構成される。このようにして構成される直交型制御トランスPRT-1は、可飽和リアクトルとなる。

この場合の制御回路7では、二次側直流出力電圧Eoのレベルに応じて、そのレベルを可変した直流電流を制御電流として出力する。この制御電流レベルの変化に応じて、可飽和リアクトルである直交型制御トランスPRT-1では、被制御巻線NR1, NR2のインダクタンスが可変される。被制御巻線NR1, NR2は、二次側直流出力電圧Eoのための整流回路系において直列に挿入されているので、被制御巻線NR1, NR2のインダクタンスが変化すれば、平滑コンデンサCoに流入する整流電流量が変化することになって、二次側直流出力電圧Eoのレベルが変化することになる。このようにして、二次側直流出力電圧Eoのレベルが変化することになる。

のレベルを可変制御することで定電圧制御が行われることになる。

#### 【0106】

また、二次側直流出力電圧E<sub>o1</sub>のための整流回路系は、図示するようにして、二次巻線N2の一方の端部から引き出したラインに対して、直交型制御トランスP R T - 2 の被制御巻線NR-整流ダイオードD<sub>o3</sub>を直列接続するとともに、平滑コンデンサC<sub>o1</sub>を接続することで、半波整流回路として形成される。

そして、この二次側直流出力電圧E<sub>o1</sub>のための整流回路系においても、直交型制御トランスP R T - 2 及び制御回路7を備えることで、上述のようにして、二次側直流出力電圧E<sub>o1</sub>についての定電圧化が図られる。

#### 【0107】

また、二次側直流出力電圧E<sub>o2</sub>のための整流回路系も、二次巻線N2の他方の端部から引き出したラインに対して、直交型制御トランスP R T - 3 の被制御巻線NR-整流ダイオードD<sub>o4</sub>を直列接続するとともに、平滑コンデンサC<sub>o2</sub>を接続することで、半波整流回路として形成される。

そして、この二次側直流出力電圧E<sub>o2</sub>のための整流回路系としても、直交型制御トランスP R T - 3 及び制御回路7を備えており、二次側直流出力電圧E<sub>o2</sub>についての定電圧化が図られる。

#### 【0108】

また、二次側直流出力電圧E<sub>o3</sub>は、二次巻線N2Aに対して形成される両波整流回路によって得られるようになっている。この両波整流回路は、二次巻線N2Aのセンタータップを0電位に接続した上で、整流ダイオードD<sub>o5</sub>, D<sub>o6</sub>及び平滑コンデンサC<sub>o3</sub>から成る。

そして、両波整流回路に対しては、直交型制御トランスP R T - 4 の被制御巻線NR1, NR2が図示するようにして直列に挿入され、制御回路7は二次側直流出力電圧E<sub>o3</sub>に応じたレベルの制御電流を直交型制御トランスP R T - 4 の制御巻線Ncに対して出力するようになされている。つまり、二次側直流出力電圧E<sub>o3</sub>についての定電圧化が図られるようになっている。

#### 【0109】

さらに、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>については、二次巻線N2Bに対して形成される両波整流回路によって得られるようになっている。この両波整流回路は、二次巻線N2Bのセンタータップを二次側アースに接続するとともに、整流ダイオードD<sub>o7</sub>, D<sub>o8</sub>及び平滑コンデンサC<sub>o5</sub>を接続して、先ずは、直流電圧E4を得るようにされ、この直流電圧E4のラインと、平滑コンデンサC<sub>o6</sub>の間に、DCスイッチ回路6のトランジスタQ5を直列に挿入して形成される。二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>は、平滑コンデンサC<sub>o6</sub>の両端電圧として得られる。

#### 【0110】

この二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>に対する安定化は、スイッチング周波数制御方式によって行われる。つまり、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>は分岐して、検出電圧として制御回路1に入力される。制御回路1では、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>のレベルに応じてそのレベルが可変された電圧又は電流を制御出力として、第1コンバータ部101内のコントロールI C 2の制御入力端子V<sub>c</sub>に供給する。このコントロールI C 2では、制御入力端子V<sub>c</sub>に入力された制御出力に応じて、例えば発振信号の周波数を可変することで、ドライブ信号出力端子VGH, VGLから出力すべきドライブ信号の周波数を可変する。これにより、スイッチング素子Q1, Q2は、スイッチング周波数が可変制御されることになる。この結果、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>のレベルが一定となるように定電圧制御が行われる。

#### 【0111】

DCスイッチ回路（スイッチ手段）6は、この図に示す電源回路が搭載される機器に備えられるマイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号V<sub>t3</sub>に応じて、二次側直流出力電圧E<sub>o4</sub>の立ち上げタイミングをコントロールするために設けられる。

このDCスイッチ回路6は、図示するようにして、MOS-FETのトランジスタQ5、バイポーラのトランジスタQ6、ツエナーダイオードDZ、及び抵抗R1, R2, R3, R4

を図示するようにして接続して形成される。つまり、トランジスタQ5のドレインを平滑コンデンサC<sub>05</sub>の正極端子と接続し、ソースを平滑コンデンサC<sub>06</sub>の正極端子と接続する。トランジスタQ5のゲートは、抵抗R2を介してトランジスタQ6のコレクタに接続される。また、トランジスタQ5のゲートードレイン間には、抵抗R1//ツエナーダイオードD<sub>Z</sub>の並列回路が接続される。ここでは、ツエナーダイオードD<sub>Z</sub>のアノードがトランジスタZのゲート側で、カソードがドレイン側となるようになっている。

トランジスタQ6のベースには抵抗R4を介した立ち上げ信号V<sub>t3</sub>が、オン／オフ制御信号として入力されるようになっている。また、トランジスタQ6のベースーエミッタ間には、抵抗R3が挿入される。トランジスタQ6のエミッタは二次側アースに接続される。

#### 【0112】

後述もするように、立ち上げ信号V<sub>t3</sub>は、LレベルとHレベルで切り換えるが行われる信号である。立ち上げ信号V<sub>t3</sub>がLレベル（0レベル）である場合、トランジスタQ6はオフ状態を維持するが、このときには、トランジスタQ5におけるゲートーソース間電圧が閾値を満たさないことから、トランジスタQ5もオフとなる。このため、平滑コンデンサC<sub>05</sub>の正極端子と、平滑コンデンサC<sub>06</sub>の正極端子とは接続されないことになって、平滑コンデンサC<sub>05</sub>への整流電流の充電は行われることになる。このため、平滑コンデンサC<sub>05</sub>の両端に直流電圧E<sub>4</sub>が得られているとしても、平滑コンデンサC<sub>06</sub>の両端電圧である二次側直流出力電圧E<sub>04</sub>は0レベルのままである。

これに対して、立ち上げ信号V<sub>t3</sub>がHレベルに立ち上がって所定の正極レベルが得られると、トランジスタQ6はオン状態に切り換わって、抵抗R2の両端に電位が生じる。これによって、ツエナーダイオードD<sub>Z</sub>のアノードは、トランジスタQ6のコレクターーエミッタを介して二次側アースに対して接続されることとなって、直流電圧E<sub>4</sub>によって導通することになる。ツエナーダイオードD<sub>Z</sub>が導通することによっては、トランジスタQ5のゲートに対して閾値を満たすレベルのゲート電圧が印加されることになって、トランジスタQ5もオンとなる。これにより、平滑コンデンサC<sub>05</sub>の正極端子と、平滑コンデンサC<sub>06</sub>の正極端子が接続されることとなって、平滑コンデンサC<sub>06</sub>で整流電流が充放電される。これにより、二次側直流出力電圧E<sub>04</sub>が発生することになる。

#### 【0113】

第2コンバータ部102は、ハーフブリッジ結合されたスイッチング素子Q3、Q4、ランプダイオードDD3、DD4、部分共振コンデンサC<sub>p</sub>、コントロールIC2、絶縁コンバータトランスPIT-2（一次巻線N1、二次巻線N2）、一次側直列共振コンデンサC<sub>1</sub>、疎結合トランスVFT-2、第1コンバータ部101と同様にして接続している。これにより、一次側スイッチングコンバータとしては、他励式のハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータと、部分電圧共振回路を備えた複合共振形コンバータを形成している。

#### 【0114】

また、第2コンバータ部102の二次側においては、絶縁コンバータトランスPIT-2の二次巻線N2に設けたセンタータップを二次側アースに接地したうえで、図示するようにして、整流ダイオードD<sub>09</sub>、D<sub>010</sub>、ノイズ除去用抵抗R5、平滑コンデンサC<sub>07</sub>及びC<sub>08</sub>を接続することで両波整流回路を形成している。そして、この両波整流回路による整流動作により、平滑コンデンサC<sub>08</sub>の両端電圧として、二次側直流出力電圧E<sub>05</sub>が得られることになる。

この二次側直流出力電圧E<sub>05</sub>に対する定電圧制御は、制御回路1を備えていることからも分かるように、一次側スイッチングコンバータのスイッチング周波数を制御するスイッチング周波数制御方式により行われる。

#### 【0115】

続いて、上記のようにして構成される図2に示す電源回路における力率改善のための構成について説明する。

この図に示す回路においては、力率改善のために力率改善回路3が備えられる。この力率改善回路3は、商用交流電源ACを整流平滑化する整流回路系に対して、一次側スイッ

チングコンバータのスイッチング出力を電圧帰還する構成を探る。そして、この場合においては、スイッチング出力を電圧帰還するための手段として、疎結合トランスVFT-1、VFT-2を備える。

#### 【0116】

ここで、疎結合トランスVFT（VFT-1、VFT-2）の構造例を図4に示しておく。

この図に示すように、疎結合トランスVFTは、フェライト材によるE型コアCR1、CR2を互いの磁脚が対向するように組み合わせたEE型コアを備える。

そして、一次側と二次側の巻装部について相互に独立するようにして分割した形状により、例えば樹脂などによって形成される、ボビンBが備えられる。このボビンBの一方の巻装部に対して一次巻線N11が巻装される。また、他方の巻装部に対して二次巻線N12が巻装される。このようにして一次巻線及び二次巻線が巻装されたボビンBを上記EE型コア（CR1、CR2）に取り付けることで、一次側巻線及び二次側巻線とがそれぞれ異なる巻装領域により、EE型コアの中央磁脚に巻装される状態となる。このようにして疎結合トランスVFT全体としての構造が得られる。

また、この場合には、中央磁脚の接合部分に対して所要のギャップ長のギャップGを形成するようにしており、これにより、結合係数について0.75以下となる疎結合の状態が得られるようにしている。

#### 【0117】

そして、力率改善回路3による力率改善動作としては次のようになる。

先ず、説明を分かりやすくするため、第1コンバータ部101側のみによる力率改善動作について述べる。

第1コンバータ部101に備えられる疎結合トランスVFT-1においては、一次巻線N11に対して、第1コンバータ部101における一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力が伝達される。これに応じて、疎結合トランスVFTの二次巻線N12には、交番電圧が励起されることになる。

ここで、疎結合トランスVFTの二次巻線N12は、商用交流電源ACの正極ラインにおいて、チョークコイルLNとブリッジ整流回路Diの正極入力端子との間に挿入されている。つまり、疎結合トランスVFTの二次巻線N12は整流電流経路に挿入されていることになる。疎結合トランスVFTによっては、一次側スイッチングコンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還する動作が得られることになる。

#### 【0118】

上記のようにして整流電流経路に対してスイッチング出力が電圧帰還されることで、ブリッジ整流回路Diを形成する高速リカバリ型の整流ダイオード（Da～Dd）に整流電流が流れるとき、これらの整流ダイオードでは、疎結合トランスVFTの二次巻線N12に励起された交番電圧によって、スイッチング動作を行う駆動される。これにより、整流ダイオードに流れる整流電流は断続されることになり、整流電流としては交番波形となる。つまり、交流入力電流IACを源として流れる整流電流について高周波成分が重畠される。

#### 【0119】

そして、上記した整流電流における高周波成分は、先ず、商用交流電源ACが200V系とされて全波整流回路が形成されている場合には、次のようにして流れる。  
交流入力電圧VACが正の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの正極ラインを介して、二次巻線N12→ブリッジ整流回路Diの整流ダイオードDa→平滑コンデンサ[Ci1//Ci1]→[Ci2//Ci2]→一次側アース→整流ダイオードDd→商用交流電源ACの負極ラインによる整流電流経路で流れる。

また、交流入力電圧VACが負の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの負極ラインを介して、整流ダイオードDc→平滑コンデンサ[Ci1//Ci1]→[Ci2//Ci2]→一次側アース→整流ダイオードDb→二次巻線N12による整流電流経路で流れれる。

#### 【0120】

また、商用交流電源ACが100V系とされて倍電圧整流回路が形成されている場合には、次のようにして流れる。

交流入力電圧VACが正の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの正極ラインを介して、二次巻線N12→プリッジ整流回路Diの整流ダイオードDa→平滑コンデンサ[Ci1//Ci1]→商用交流電源ACの負極ラインによる整流電流経路で流れる。

また、交流入力電圧VACが負の期間内では、フィルタコンデンサCNから商用交流電源ACの負極ラインを介して、平滑コンデンサ[Ci2//Ci2]→一次側アース→整流ダイオードDb→二次巻線N12→商用交流電源ACの正極ラインによる整流電流経路で流れる。

### 【0121】

上記した整流電流経路とされることから分かるように、整流電流は、交流入力電圧が正／負の両期間において、高速リカバリ型の整流ダイオード(Da～Dd)の何れかを流れるようになる。つまり、整流電流は、高速リカバリ型の整流ダイオードによってスイッチングされるようにして断続されていることが分かる。そして、このようにして整流電流がスイッチングにより断続されることで、整流出力電圧レベルが整流平滑電圧Eiのレベルよりも低いとされる期間にも平滑コンデンサCiへの充電電流が流れるようにされる。

この結果、交流入力電流の平均的な波形が交流入力電圧の波形に近付くようにされると、交流入力電流IACの導通角が拡大される。このようにして、交流入力電流IACの導通角が拡大される結果、力率改善が図られることになる。

### 【0122】

そして、図2に示す力率改善回路3の実際としては、第2コンバータ部102の疎結合トランスVFT-2も備えた構成となっている。

ここで、疎結合トランスVFT-2の二次巻線N12は、第1コンバータ部101の疎結合トランスVFT-2の二次巻線N12に対して並列に接続されている。従って、上記した各二次巻線N12//N12の並列回路に整流電流が流れることになり、二次巻線N12//N12の並列回路が整流電流経路内に含まれることになる。

これは、疎結合トランスVFT-1, VFT-2によって、第1コンバータ部101及び第2コンバータ部102の両方のスイッチング出力を整流電流経路に帰還するように構成していることを意味する。

つまり、本実施の形態では、第1コンバータ部101に対応して疎結合トランスVFT-1により電圧帰還して力率改善を図り、また、第2コンバータ部102に対応して疎結合トランスVFT-2により電圧帰還して力率改善を図る構成を探っているものである。なお、疎結合トランスVFT-1, VFT-2の各一次巻線N11、二次巻線N12のインダクタンス値については、例えば、力率PF=0.8程度が得られるようにして選定を行なうようになる。

### 【0123】

また、図2に示す電源回路の構成によると、第1コンバータ部101において、二次側直流出力電圧Eo, Eo1～Eo4の5つの二次側直流出力電圧を生成し、第2コンバータ部直流出力電圧Eo5を生成するようにしている。

102において二次側直流出力電圧Eo5を生成するようにして、つまり、本実施の形態としても、図11にて説明した先行技術の場合と同様にして、

Eo: ロジック電源、5V/6A～2A

Eo1: アナログICドライブ用電源、12V/0.4A

Eo2: デジタルICドライブ用電源、3.3V/1.5A

Eo3: 音声出力用電源、26V/1.3A～0.1A

Eo4: データ電源、70V/2.5A～0.35A

Eo5: 維持電源、200V/1.75A～0.1A

を得るようにされている。

但し、本実施の形態においては、第1コンバータ部101、第2コンバータ部102の、2つのコンバータ部によって上記6つの負荷（二次側直流出力電圧）をまかなうこととしており、従って、各コンバータ部が対応すべき最大負荷電力は、

第1コンバータ部101：250W

第3コンバータ部102：350W

となって、これにより総合で600Wとなるようにしている。

#### 【0124】

そして、上記のようにして二次側直流出力電圧 $E_0$ 、 $E_{01} \sim E_{05}$ を生成して負荷に供給する構成の下では、図11においても説明したように、電源起動時において、二次側直流出力電圧についてしかるべき順序で以て立ち上がらせる必要がある。つまり、ロジック電源である二次側直流出力電圧 $E_0$ を立ち上がりさせ、続いて、順次、維持電源である二次側直流出力電圧 $E_{05}$ 、データ電源である二次側直流出力電圧 $E_{04}$ を立ち上げるようにするこことが要求される。

#### 【0125】

図2に示す電源回路では、このような二次側直流出力電圧の順次立ち上げを、次のようにして行うこととしている。

先ず、二次側直流出力電圧の順次立ち上げ制御のため、図2においては図示していないマイクロコンピュータからは、本来、コントロールICの起動をコントロールするための信号（起動制御信号）である、立ち上げ信号 $V_{t1}$ 、 $V_{t2}$ 、 $V_{t3}$ を出力可能とされている。

なお、ここでいうマイクロコンピュータとは、図2に示す電源回路が搭載される機器に備えられているものとされる。そして、図2に示す電源回路は、メイン電源であり、このメイン電源がオフとなっているときには、マイクロコンピュータは、ここでは図示していないスタンバイ電源によって動作している。従って、メイン電源が立ち上がっていなくとも、スタンバイ電源によって動作するために、立ち上げ信号 $V_{t1}$ 、 $V_{t2}$ 、 $V_{t3}$ を出力することは可能とされている。

#### 【0126】

なお、図1に示したプラズマディスプレイ装置10としても、メイン電源であるスイッチング電源部11と、プラズマディスプレイパネル部12、及びテレビジョン受像機能部13との関係に基づいた構成のみを示しているもので、このマイクロコンピュータ及びスタンバイ電源については、その図示を省略していたものである。

#### 【0127】

そして、立ち上げ信号 $V_{t1}$ は、第1コンバータ部101のコントロールIC2における起動端子 $V_t$ に対して入力されるようになっている。立ち上げ信号 $V_{t2}$ は、第2コンバータ部102における起動端子 $V_t$ に対して入力される。また、立ち上げ信号 $V_{t3}$ については、先にも説明したように、第1コンバータ部101の二次側において、二次側直流出力電圧 $E_{04}$ の整流回路に備えられる、DCスイッチ回路のトランジスタQ6をオン／オフするためのオン／オフ制御信号として入力されている。

#### 【0128】

ここで、図5(a) (d) (f)に示すようにして、立ち上げ信号 $V_{t1}$ 、 $V_{t2}$ 、 $V_{t3}$ は、それぞれ、時点 $t_1$ 、 $t_2$ 、 $t_3$ のタイミングで、順次、LレベルからHレベルに切り換わるようにして出力されるようにされている。また、立ち上げ信号 $V_{t1}$ 、 $V_{t2}$ 、 $V_{t3}$ が全てLレベルとなっている時点 $t_1$ 以前においては、第1コンバータ部101及び第2コンバータ部102は起動していない状態にある。

#### 【0129】

例えばマイクロコンピュータは、メイン電源がオンとなって、整流平滑電圧 $E_i$ が規定のレベルにまで立ち上がったことを認識すると、先ず、時点 $t_1$ とされる所定のタイミングにより、図5(a)に示すようにして立ち上げ信号 $V_{t1}$ をLレベルからHレベルに切り換えて出力する。

これにより、時点 $t_1$ において、第1コンバータ部101のコントロールIC2が起動

する。つまり、第1コンバータ部101が起動を開始することになる。これに応じて、第1コンバータ部101の二次側にて得られる各二次側直流出力電圧が立ち上ることになる。つまり、例えば図5（b）に示すようにして、二次側直流出力電圧Eoは、時点t1以前では0レベルであったが、時点t1以降において、平滑コンデンサCoの充電量が増加していくのに応じて上昇するようにして立ち上がっている。そして、規定レベルに至ったとされると、以降はこの規定レベルにより定電圧制御された状態が維持される。

ただし、二次側直流出力電圧Eo4については、図5（c）に示す直流電圧E4が時点t1で立ち上がっているのに拘わらず、図5（g）に示すようにして、同様には立ち上がらない。これは、時点t1のタイミングでは、オン／オフ制御されるDCスイッチ回路6において、トランジスタQ5がオフ状態だからである。前述したように、DCスイッチ回路6では、オン／オフ制御信号である立ち上げ信号Vt3がLレベルでは、トランジスタQ5をオフ状態とするように動作する。トランジスタQ5をオフ状態であるとき、平滑コンデンサCo6には整流電流が充電されず、二次側直流出力電圧Eo4が生成されることはない。

#### 【0130】

そして、図5（d）に示す立ち上げ信号Vt2は、上記Vt1がHレベルに変化した時点t1の後の時点t2においてHレベルに切り換わって出力される。なお、この時点t2のタイミングは、例えば時点t1にHレベルとされた立ち上げ信号Vt1に応じて、例えば二次側直流出力電圧Eoが規定レベルにまで完全に立ち上がることで、二次側直流出力電圧Eoを電源とする回路部の動作の開始が保証される時点以降となるように設定される。

#### 【0131】

そして、立ち上げ信号Vt2がHレベルに切り換わるのに応じては、第2コンバータ部102のコントロールIC2が起動することになる。これにより、時点t2からは、図5（e）に示すようにして、二次側直流出力電圧Eo5が立ち上ることになる。

#### 【0132】

そして、二次側直流出力電圧Eo5が規定レベルにまで完全に立ち上がって定電圧化された状態が得られている時点t3のタイミングにより、図5（f）に示すようにして、最後の立ち上げ信号Vt3がHレベルに切り換えられる。

この場合には、立ち上げ信号Vt3がHレベルとなるのに応じて、DCスイッチ回路6におけるトランジスタQ5がオン状態に切り換わることになる。これに応じて、直流電圧E4は、トランジスタQ5のドレン－ソースを介して平滑コンデンサCo6に充電されることになり、ここではじめて、図5（g）に示すようにして二次側直流出力電圧Eo4が立ち上ることになる。

このようにして、本実施の形態では、電源起動時における二次側直流出力電圧の立ち上げ順として、図11の場合と同等の適正なものとなるように制御している。

#### 【0133】

なお、参考までに、図2に示す電源回路において備えられる各トランスのコアの形状サイズについて記しておく。

PIT-1 : EER-40

PIT-2 : EER-42

VFT-1, VFT-2 : EE-28

PRT : フェライトコア (15mm×15mm×20mm)

#### 【0134】

また、この図2に示す電源回路についての実験結果について述べておくこととする。

負荷電力Po = 600W、交流入力電圧VAC = 100V時の条件では、総合電力変換効率ηAC→DC = 92.5%であり、図11に示す先行技術の電源回路の特性よりも3.2%向上している。

また、負荷電力Po = 600W、交流入力電圧VAC = 230V時の条件では、総合電力変換効率ηAC→DC = 94.0%であり、図11に示す電源回路よりも2.3%向上すると

いう結果が得られた。

また、力率特性としては、負荷電力  $P_o = 600W$ 、交流入力電圧  $V_{AC} = 100V$  時の条件では、力率  $P_F = 0.83$  が得られた。そして、交流入力電圧  $V_{AC} = 100V$  時においては、負荷電力  $P_o = 600W \sim 25W$  の範囲で  $P_F > 0.75$  が得られており、我が国（日本国）の高調波歪み規制値を満足している。

また、負荷電力  $P_o = 600W$ 、交流入力電圧  $V_{AC} = 230V$  時の条件では、力率  $P_F = 0.78$  が得られた。また、交流入力電圧  $V_{AC} = 230V$  時においては、負荷電力  $P_o = 600W \sim 300W$  の範囲で規定以上の力率が得られ、欧州の高調波歪み規制値を満足することができた。

### 【0135】

このようにして構成される図2に示す本実施の形態の電源回路と、先行技術として示した図11の回路とを比較した場合には次のようなことがいえる。

先ず、図2に示した回路では、電圧帰還方式による力率改善回路3を備える構成としていることでアクティブフィルタが省略される。アクティブフィルタは、1組のコンバータを構成するものであり、図11による説明からも分かるように、実際には、複数本のスイッチング素子と、これらを駆動するためのIC等を始め、多くの部品点数により構成される。

これに対して、図2に示す電源回路に備えられる力率改善回路3は、疎結合トランジストVT-1, VT-2を整流電流経路に追加するのみであり、また、疎結合トランジストVF-T-1, VF-T-2は、前述もしたように、EE-28型の小型なコアによる部品素子である。従って、アクティブフィルタと比較すれば相当に少ない部品点数となり、また、部品素子の基板実装面積も縮小する。

これにより、図2に示す電源回路としては、力率改善機能を備えるワイドレンジ対応の電源回路として、図11に示す回路よりもはるかに低コストとすることができる。また、回路基板についても有効に小型軽量化を図ることができる。

### 【0136】

また、図2に示す電源回路では、アクティブフィルタ及び降圧形コンバータが省略されてしまい、ハードスイッチング動作をするコンバータが無くなっていることが分かる。ここで、本実施の形態においては、直交型制御トランジストPRT及び制御回路7を備えて、直流的な制御電流供給によって二次側直流出力電圧  $E_o, E_{o1}, E_{o2}$  などの安定化を図る構成としていることで、降圧形コンバータの省略を可能としている。

そして、図2の電源回路を形成する第1コンバータ部101、第2コンバータ部及び力率改善回路3の動作は、いわゆるソフトスイッチング動作のみとなるから、図11に示したアクティブフィルタと比較すれば、スイッチングノイズのレベルは大幅に低減される。

また、図11に示す電源回路では、複合共振形コンバータ部の数が3であるのに対して、図2に示す電源回路では、第1及び第2コンバータ部101, 102の2つとしている。このようにして複合共振形コンバータ部の数が削減されることによっても、上記した回路の小型軽量化が促進される。また、ソフトスイッチング動作であるから、もともとスイッチングノイズは少ないものの、複合共振形コンバータ部の数が削減されれば、それだけスイッチングノイズも減少されることとなって、この点でのメリットも得られている。

### 【0137】

このため、図2に示した回路では、1組のコモンモードチョークコイルCMCと2本のアクロスコンデンサCLから成る1段のラインノイズフィルタを備えれば、電源妨害規格値をクリアすることが充分に可能とされる。

このようにしてノイズフィルタとしての部品点数が削減されることによっても、電源回路のコストダウンと、回路基板の小型軽量化は促進される。

### 【0138】

また、図11に示す電源回路の総合電力変換効率は、前段のアクティブフィルタにおけるAC-DC電力変換効率 ( $\eta_{AC/DC}$ ) と、後段の電流共振形コンバータのDC-DC電力変換効率 ( $\eta_{DC/DC}$ ) とにより決定されるものであった。これに対して、図2に示す電

源回路は、アクティブフィルタを前段に備えていないから、総合電力変換効率は、この電流共振形コンバータのAC-DC電力変換効率として見ればよいことになる。そして、本実施の形態のようにして、電圧帰還方式による効率改善回路を備える場合、その電力変換効率は、効率改善回路を備えない場合の複合共振形コンバータとほぼ同等であることが分かっている。

これにより、図2に示す電源回路としては、前述もしたように、電力変換効率について、図11に示す電源回路よりも大幅に向上されることになる。

#### 【0139】

また、図11に示す電源回路の場合には、アクティブフィルタ回路8と、3組のコンバータ部201, 202, 203と、2組の降圧形コンバータが、それぞれ異なるスイッチング周波数で動作する構成となっていた。

これに対して、本実施の形態では、互いに異なるスイッチング周波数によって独立してスイッチング動作を実行するのは、2組のコンバータ部101, 102のみとなる。コンバータ部101, 102のスイッチング周波数は、定電圧化のために、例えば70KHz～150KHzの範囲で、二次側直流出力電圧E4, E05のレベルに応じてそれぞれ変化する。

このようして、異なるスイッチング周波数によりスイッチング動作するコンバータの数が削減されることによっては、一次側と二次側のアース電位の干渉もそれだけ少なくなるから、電源回路の動作もより安定することとなる。

#### 【0140】

ところで、図11に示す回路において、複合共振形コンバータとして、コンバータ部201, 202, 203の3つを設けているのは、図12により説明したように、この場合には、時点t1, t2, t3の3段階で二次側直流出力電圧の立ち上がりタイミングを制御しなければならないにも起因する。

つまり、これまでにおいては、時点t1, t2, t3ごとに出力される立ち上げ信号Vt1, Vt2, Vt3ごとに応じて、二次側直流出力電圧を立ち上げようとすれば、これに応じて、3つの複合共振形コンバータを備え、各複合共振形コンバータのコントローラIC2の起動を、立ち上げ信号Vt1, Vt2, Vt3によりコントロールするという構成が採られてきたからである。

#### 【0141】

これに対して、図2に示す回路では、DCスイッチ回路6を設け、立ち上げ信号Vt3によっては、このDCスイッチ回路6のオン／オフ状態を制御して、二次側直流出力電圧E04についての立ち上げをコントロールするようにしている。これにより、二次側直流出力電圧の立ち上げコントロールに必要なコントロールICは、1つ削減されることになる。

つまり、コンバータ部を1つ削減することが可能となるものである。このようにしてコンバータ部が削減されることによっては、その分の部品点数の削減も図られることとなる。また、一次側スイッチングコンバータを形成するスイッチング素子によるスイッチング損失も、その分低減されることとなる。

#### 【0142】

図6は、第2の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示している。なおこの図において、図2と同一部分には同一符号を付して説明を省略する。

この図に示す電源回路では、先ず、第1コンバータ部101側に備えられるDCスイッチ回路（スイッチ手段）6の内部構成が、図2の場合と異なっている。つまり、DCスイッチ回路6において、時定数コンデンサC3が備えられる。時定数コンデンサC3は、例えばこの場合には電解コンデンサが用いられ、正極端子をトランジスタQ6のベースに接続し、負極端子を二次側アースに接続するようにされる。

また、この場合には、DCスイッチ回路6に入力されるオン／オフ制御信号として、立ち上げ信号Vt3に代えて、第2コンバータ部102の二次側直流出力電圧E05を入力するようになっている。

#### 【0143】

このような構成では、或る正極性による所定レベルのオン／オフ制御信号の入力が開始される時点から、トランジスタQ6が完全にオン状態となる時点について、抵抗R4と時定数コンデンサC4の時定数に応じた所定の遅延時間が与えられることになる。これにより、オン／オフ制御信号の入力が開始されてからトランジスタQ5が完全にオンとなるまでの時間についても、抵抗R4と時定数コンデンサC4の時定数に応じた遅延が与えられることがある。

#### 【0144】

また、この図に示す回路においては、第2コンバータ部102の二次側においても、図2において示されていたノイズ除去用抵抗R5に代えて、DCスイッチ回路6Aが備えられる。このDCスイッチ回路（スイッチ手段）6Aについても、MOS-FETのトランジスタQ7、バイポーラのトランジスタQ8、ツエナーダイオードDZ、抵抗R8、R9、R10、時定数コンデンサC8を、DCスイッチ回路6の場合とほぼ同様に接続して形成される。従って、このDCスイッチ回路6Aとしても、オン／オフ制御信号の入力が開始されてからトランジスタQ7が完全にオンとなるまでの時間について、抵抗R8と時定数コンデンサC8の時定数に応じた遅延が与えられる。そして、DCスイッチ回路6Aにおいては、オン／オフ制御信号として、第1コンバータ部101側で生成される二次側直流出力電圧Eoが入力される。

#### 【0145】

また、この電源回路においては、マイクロコンピュータから出力される立ち上げ信号はVt1のみとされ、第1コンバータ部101のコントロールIC2の起動端子Vtに入力するようにしている。

#### 【0146】

上記図6に示す回路において、二次側直流出力電圧を順次立ち上げるための制御動作を、図7のタイミングチャートにより説明する。  
この場合にも、マイクロコンピュータは、メイン電源がオンとなったことを認識すると、図7(a)に示すように、時点 t1 とされる所定のタイミングにより立ち上げ信号 Vt1 を L レベルから H レベルに切り換えて出力する。これに応じて、図7(b)に示すように、第1コンバータ部101も時点 t1 から起動することとなって、二次側直流出力電圧 Eo が立ち上がる気になる。

#### 【0147】

また、この時点 t1 に対応しては、同じ第1コンバータ部101の二次側にて得られる二次側直流出力電圧も立ち上がることになる。ただし、この場合にも、二次側直流出力電圧 Eo4 については、図7(h)に示すように、時点 t1 において立ち上がることはない。その前段の直流出力電圧 E4 は、図7(c)に示すように第1コンバータ部101の起動に応じて時点 t1 から立ち上がる。

#### 【0148】

また、立ち上げ信号 Vt1 が H レベルとなる時点 t1 は、ほぼメイン電源のオン時点に對応している。この図に示す第2コンバータ部102の起動端子には、立ち上げ信号が入力されることなくオープンとなっている。この場合には、電源入力端子 Vcc から入力される起動時の電圧に応じて、コントロールIC2が動作を開始するが起動することになる。

このため、第2コンバータ部102も、時点 t1 とほぼ同じタイミングでスイッチング動作を開始するようにして起動することになる。そして、これに応じては、図7(d)に示すように、第2コンバータ部102の二次側に備えられる平滑コンデンサ C07 の両端電圧である直流電圧 E5 も、ほぼ時点 t1 から立ち上がることになる。ただし、この時点では、DCスイッチ回路6AのトランジスタQ7はオフ状態となっているので、平滑コンデンサ C08 の両端電圧となる二次側直流出力電圧 Eo5 は、図7(f)に示すように立ち上がってはいない。

#### 【0149】

ここでは、二次側直流出力電圧 Eo が、時点 t1 から或る時間経過した時点 t1A において

て規定レベルに達した状態となる。これに応じて、オン／オフ制御信号として二次側直流出力電圧  $E_o$  が入力される、第2コンバータ部102のDCスイッチ回路6Aでは、例えばこの時点  $t_1$ Aのタイミングで、図7(e)に示すようにしてトランジスタQ8のベース電圧が徐々に上昇していくようにされる。このベース電圧の上昇の傾きは、抵抗R8と時定数コンデンサC8の時定数によって決定される。

そして、例えば時点  $t_2$ において、トランジスタQ8のベース電圧が所定レベルにまで至ったとされると、このときにトランジスタQ8が完全にオン状態とされることになる。そして、このときにはトランジスタQ7も完全にオンとなる状態が得られており、図7(d)に示す平滑コンデンサC07の両端電圧である直流電圧  $E_5$  が、トランジスタQ7を介して、平滑コンデンサC08に供給されることになる。これにより、平滑コンデンサC08の両端電圧である二次側直流出力電圧  $E_{05}$  は、図7(f)に示すようにして、時点  $t_2$ から立ち上がるようになる。

#### 【0150】

そして、上記のようにして時点  $t_2$ において立ち上がった二次側直流出力電圧  $E_{05}$  は、第1コンバータ部101側のDCスイッチ回路6に対してオン／オフ制御信号として入力されることになる。

これに応じて、DCスイッチ回路6では、図7(g)に示すようにして、抵抗R4と時定数コンデンサC3の時定数によって決定される時間で以て、トランジスタQ6のベース電圧が上昇していく動作が得られる。

そして、例えば時点  $t_3$ において、トランジスタQ6のベース電圧が所定レベルにまで至って完全にオン状態になったとされると、トランジスタQ5も完全にオンとなる状態が得られることになる。この結果、図7(c)に示す直流電圧  $E_4$  が、トランジスタQ5を介して、平滑コンデンサC06に供給されることになる。これにより、平滑コンデンサC06の両端電圧である二次側直流出力電圧  $E_{04}$  は、図7(h)に示すようにして、時点  $t_3$ から立ち上がることになる。

このようにして、図6に示す電源回路においても、図11の回路と同様の、二次側直流出力電圧の立ち上げタイミングが得られるようにされている。

#### 【0151】

そして、この第2の実施の形態の電源回路としても、第1の実施の形態の電源回路と同様の理由によって、効率改善機能を有する電源回路として、電力変換効率の向上、回路の小型軽量化、アース間干渉の低減による安定性向上などの効果が得られる。

また、コンバータ部が削減されることに依る、部品点数の削減、及びスイッチング損失の低減も図られることになる。

#### 【0152】

ここで、本発明としてのスイッチングコンバータの構成に基づいた場合には、コンバータ部を1つとすることができます。このことは、図6に示した第2の実施の形態の構成を参照すると分かりやすい。つまり、図6に示した構成では、立ち上げ信号  $V_{t1}$  により第1コンバータ部101を立ち上げた後は、時定数回路を備えるDCスイッチ回路6、6Aに対して二次側直流出力電圧  $E_{05}$ 、 $E_o$  をそれぞれ入力するようにしておらず、これにより、図7に示したようにして規定の順序により二次側直流出力電圧を立ち上げるようにしているものである。この場合、第2コンバータ部102のコントロールIC2の起動端子  $V_t$  に対しては立ち上げ信号を入力させていないから、第2コンバータ部102についても省略し、1つのコンバータ部101のみによって、必要な二次側直流出力電圧  $E_o$ 、 $E_{01}$ ～ $E_{06}$  を生成して出力させるように構成することができる。これについては、技術的には容易に可能である。

#### 【0153】

しかしながら、本実施の形態としては、次のようなことを考慮して、スイッチング電源回路として、図1及び図6に示したようにしてコンバータ部は、2つまでにとどめることとして、1つとする構成にはしないようにしている。

つまり、図1及び図6に示した各実施の形態の電源回路は、図1に示したように、プラ

ズマディスプレイ装置10のスイッチング電源部11として搭載される。周知のようにして、プラズマディスプレイ装置10は、その表示デバイスとしての構造上、例えばCRT(陰極線管)表示装置と比較すれば、奥行きに関して相当に小さく、薄型とすることができる。そして、このようにして薄型であることが、例えばプラズマディスプレイ装置の設置などの点で大きなメリットとなっている。つまり、プラズマディスプレイ装置としてはできるだけ薄型化が図られることが好ましいといふことができる。

#### 【0154】

このような事情からすれば、プラズマディスプレイ装置内に搭載される電源回路基板としても、プラズマディスプレイ装置の薄型化を妨げないようなサイズ形状であることが要求される。そのための電源回路基板のサイズ形状としては、その高さを低くすることが要求されることになるが、絶縁コンバータトランジスタPITは電源回路を形成する部品のうちでも高さがあることから、電源回路基板の高さは、主に絶縁コンバータトランジスタPITの高さによって決まる。

#### 【0155】

前述もしたように、図1に示した第1の実施の形態の電源回路では、前述もしたように、絶縁コンバータトランジスタPIT-1, PIT-2には、それぞれEER-40, EER-42のコア(ボビン)を用いている。この程度のサイズのコアでは、その高さは、縦使用では約41mm～46mmの範囲で、横使用では、約30mm～35mmの範囲となる。従って、電源回路基板の高さとしても、このサイズに応じたものとなる。

なお、図6に示した第2の実施の形態の電源回路についても、絶縁コンバータトランジスタPIT-1, PIT-2については、同等のサイズ形状のコア(ボビン)を用いるようにされることから、電源回路基板の高さもほぼ同等であることになる。

そして、現状においては、この程度の電源回路基板の高さであれば、プラズマディスプレイ装置の薄型化を妨げることはないような内部部品のレイアウト構造等となっている。

#### 【0156】

しかしながら、図1及び図6に示した電源回路と同等の総合負荷の条件(負荷電力60W)に対応させることとしたうえで、コンバータ部を1つにしたとすれば、絶縁コンバータトランジスタPITも1つのみとなり、上記600Wの負荷条件に応じた一次側から二次側への電力伝送は、この1つの絶縁コンバータトランジスタPITにのみ依存することになる。

このために、絶縁コンバータトランジスタPITのコア(ボビン)サイズとしては、図1又は図6に示した実施の形態の電源回路の場合よりも大型化させる必要がある。つまり、負荷条件は同等としたうえで、コンバータ部を削減することとすれば、その分、絶縁コンバータトランジスタPITのコア(ボビン)サイズを大きくする必要が生じてくる。図1及び図6に示した構成を基として、コンバータ部を1つとした場合、実際においては、小さくともEER-49を選定しなければならない。

EER-49は、縦使用では約50mm、横使用でも約37mmであり、EER-40やEER-42と比較すれば、センチメートル単位でのサイズアップとなってしまう。このために、プラズマディスプレイ装置について、要求されるだけの薄型サイズとすることができなくなる場合が生じてくる。

#### 【0157】

そこで、本実施の形態としては、コンバータ部については1つとせずに、2つとするとしているものである。つまり、本実施の形態では、3つのコンバータ部を備えていた先行技術の構成(図11)から1つのみを削除して、2つのコンバータ部を備える構成としている。これにより、コンバータ部の削減による部品点数削減及び低損失のメリットと、プラズマディスプレイ装置の薄型化を阻害しないこととの両立を図るようにしている。

つまり、本実施の形態の電源回路のコンバータ数は、コンバータ部の削減による効果と、要求される電源回路基板のサイズ形状との兼ね合いによって決定されるべきものであるといふことができる。

#### 【0158】

また、本発明としては、これまでに説明した電源回路の構成に限定されるものではない。

- 例えばスイッチング素子としては、例えば I G B T (Insulated Gate Bipolar Transistor)など、他励式に使用可能な素子であれば、M O S - F E T 以外の素子が採用されて構成される。また、先に説明した各部品素子の定数なども、実際の条件等に応じて変更されて構成される。

また、本発明としては、自励式でハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータを備えて構成することも可能とされる。この場合には、スイッチング素子として例えばバイポーラトランジスタを選定することができる。

さらには、例えば絶縁コンバータトランジスト P I T の二次側において二次側直流出力電圧を生成するための回路構成としても、適宜変更されて構成される。

#### 【0159】

また、力率改善回路 3 の構成としても、上記各実施の形態として示したもの以外に限定されるものではなく、これまでに本出願人が提案してきた各種の電圧帰還方式による回路構成のうちから、適用可能なものを採用してよい。

#### 【0160】

また、本発明に基づく電源回路としては、先の説明からも理解されるようにして、スイッチングコンバータ部の段数についても、例えば実施の形態として示したように 2 段（コンバータ部 101, 102）であることに限定される必要はなく、この段数は、コンバータ部の削減による効果と、要求される電源回路基板のサイズ形状との兼ね合いによって決められるべきものであるし、また、例えば対応すべき負荷電力や、必要とされる二次側直流出力電圧の数などに応じて適宜変更されてもよい。また、これらの各コンバータ部において生成する二次側直流出力電圧の数としても特に限定されるものではない。そのうえでも、本発明によっては、実施の形態において説明したように、DC スイッチ回路（スイッチ手段）6, 6 A 等を備える構成を探ることで、同数の二次側直流出力電圧を得る場合に、直流出力電圧を所定タイミングで順次立ち上げていく必要があるような装置全般に搭載することができる。

さらに、本発明としてのスイッチング電源回路はプラズマディスプレイ装置以外にも搭載されて構成される。つまり、比較的多数の異なる負荷条件に応じて複数の直流出力電圧（二次側直流出力電圧）を生成する必要があり、かつ、その装置の仕様等の事情に基づいて直流出力電圧を所定タイミングで順次立ち上げていく必要があるような装置全般に搭載することができる。

#### 【図面の簡単な説明】

##### 【0161】

【図 1】本発明の実施の形態としてのプラズマディスプレイ装置の構成例を示すプロック図である。

【図 2】本発明の第 1 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 3】実施の形態のコントロール I C によるスイッチング素子の駆動タイミングを示す波形図である。

【図 4】疎結合トランジストの構造例を示す断面図である。

【図 5】第 1 の実施の形態における二次側直流出力電圧の立ち上げ制御を示すタイミングチャートである。

【図 6】本発明の第 2 の実施の形態としてのスイッチング電源回路の構成例を示す回路図である。

【図 7】第 2 の実施の形態における二次側直流出力電圧の立ち上げ制御を示すタイミングチャートである。

【図 8】アクティブフィルタの基本的回路構成を示す回路図である。

【図 9】図 1 に示すアクティブフィルタにおける動作を示す波形図である。

【図10】アクティブフィルタのコントロール回路系の構成を示す回路図である。

【図11】先行技術として、アクティブフィルタを実装した電源回路の構成例を示す回路図である。

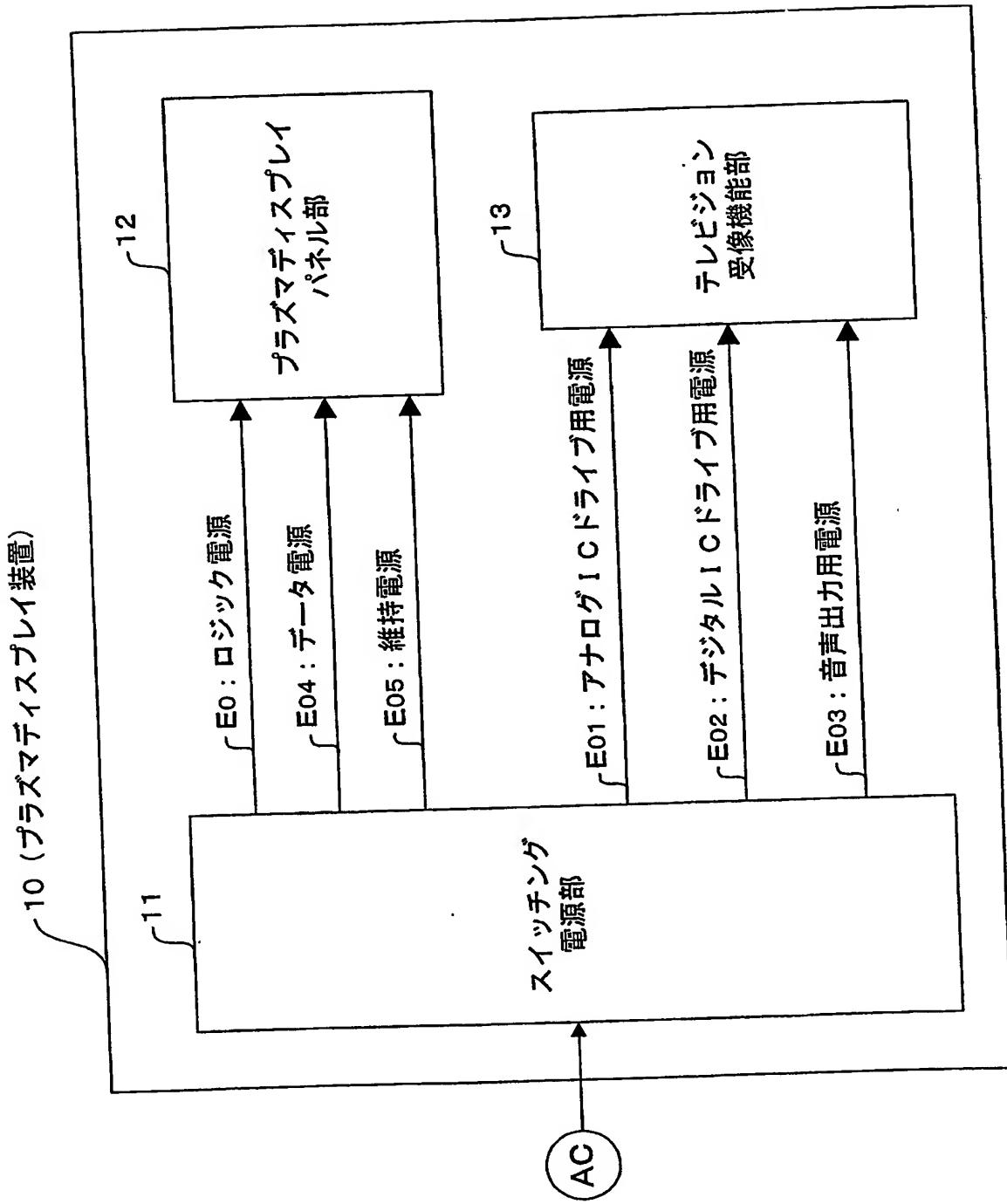
【図12】図11に示す電源回路における、二次側直流出力電圧の立ち上げ制御を示すタイミングチャートである。

#### 【符号の説明】

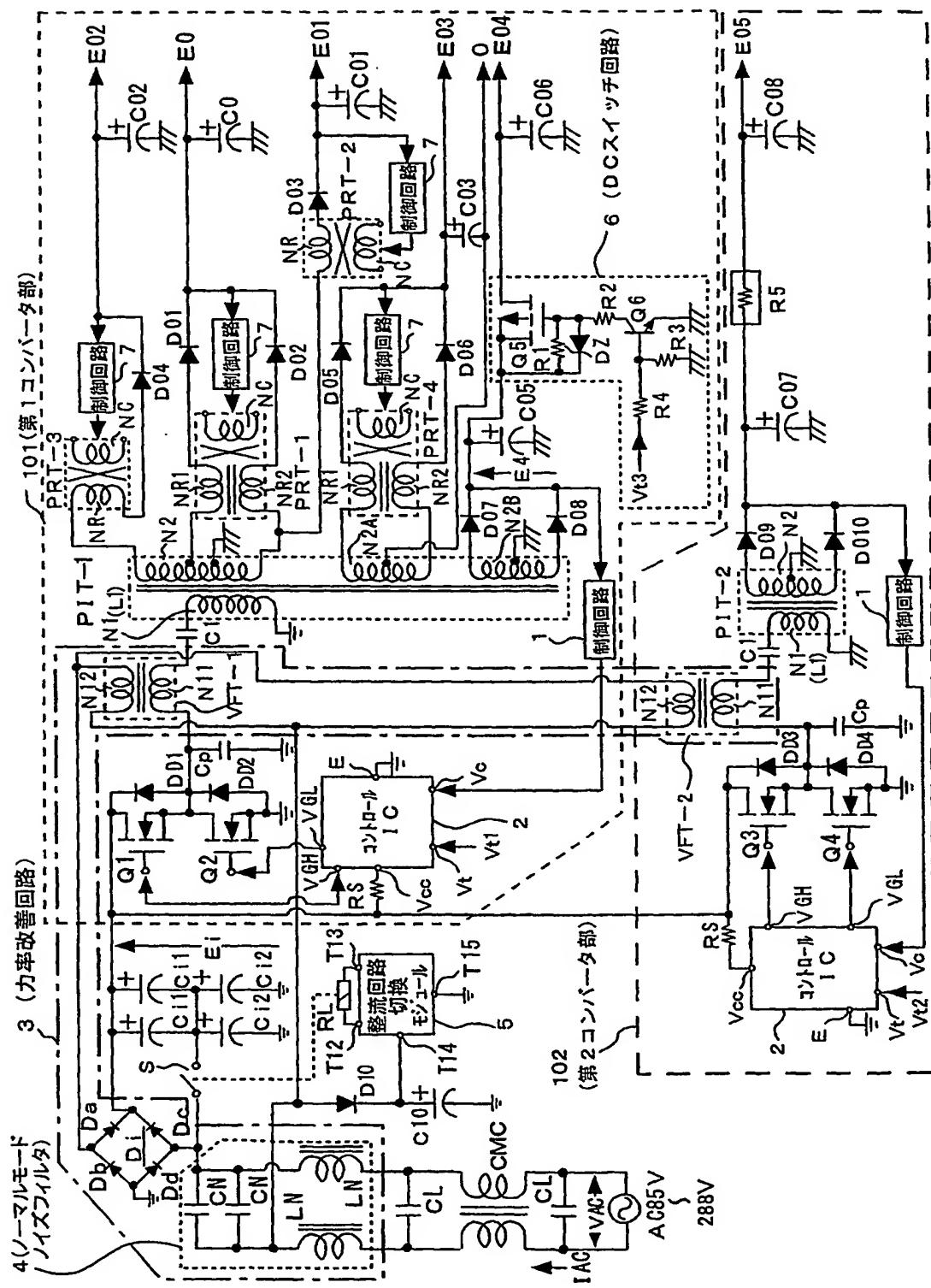
##### 【0162】

1 制御回路、2 コントロールIC、3 力率改善回路、4 ノーマルモードノイズフィルタ、5 整流回路切換モジュール、6, 6A DCスイッチ回路、7 制御回路、10 プラズマディスプレイ装置、11 スイッチング電源部、12 プラズマディスプレイパネル部、13 テレビジョン受像機部、101 第1コンバータ部、102 第2コンバータ部、Di1 ブリッジ整流回路、Ci1, Ci2 平滑コンデンサ、Q1, Q2, Q3, Q4 スイッチング素子、PIT-1, PIT-2 絶縁コンバータトランス、C1 一次側直列共振コンデンサ、Cp 部分共振コンデンサ、N1 一次巻線、RL リレー、S リレースイッチ、CN フィルタコンデンサ、CMC コモンモードチョークコイル、CL アクロスコンデンサ、VFT 緊結合トランス、N11 緊結合トランスの一次巻線、N12 緊結合トランスの二次巻線、PRT-1, PRT-2, PRT-3, PR-T-4 直交型制御トランス、NR, NR1, NR2 被制御巻線、Nc 制御巻線

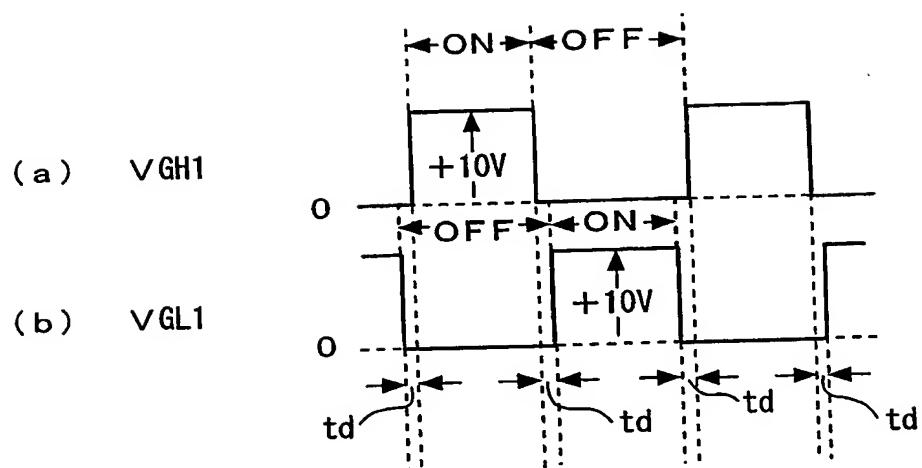
【書類名】図面  
【図1】



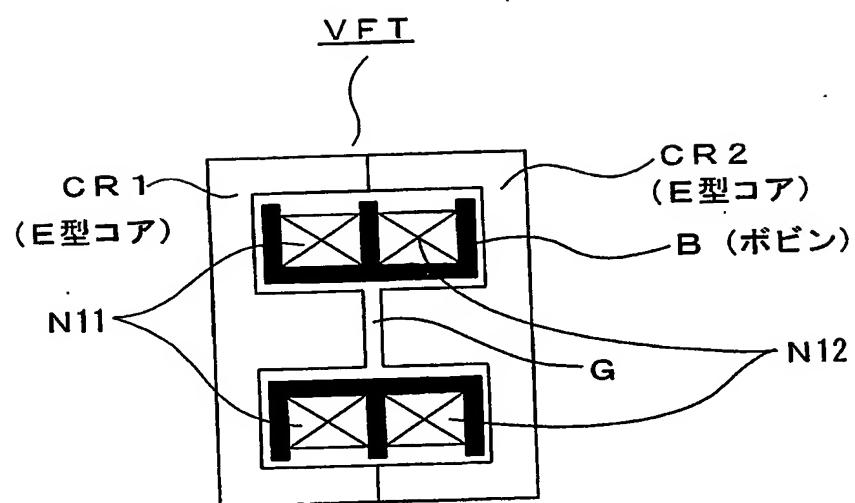
【図2】



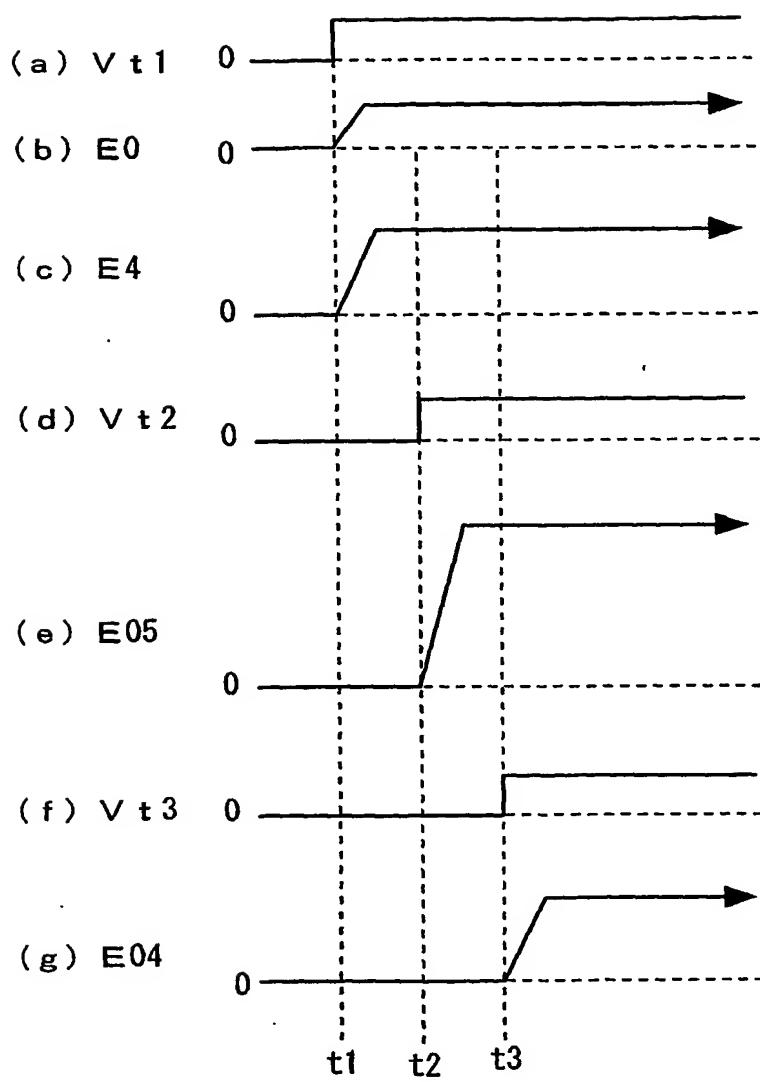
【図3】



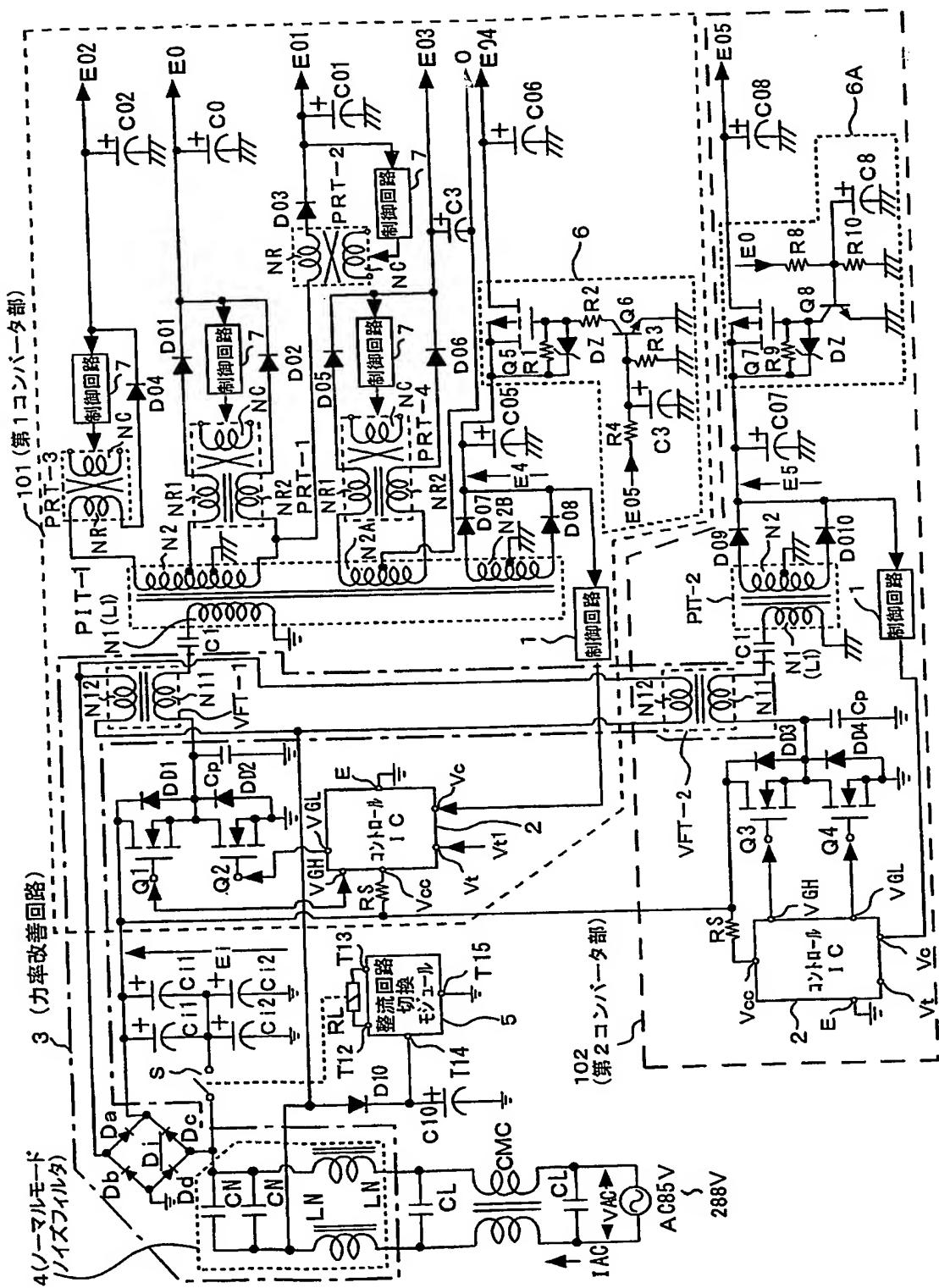
【図4】



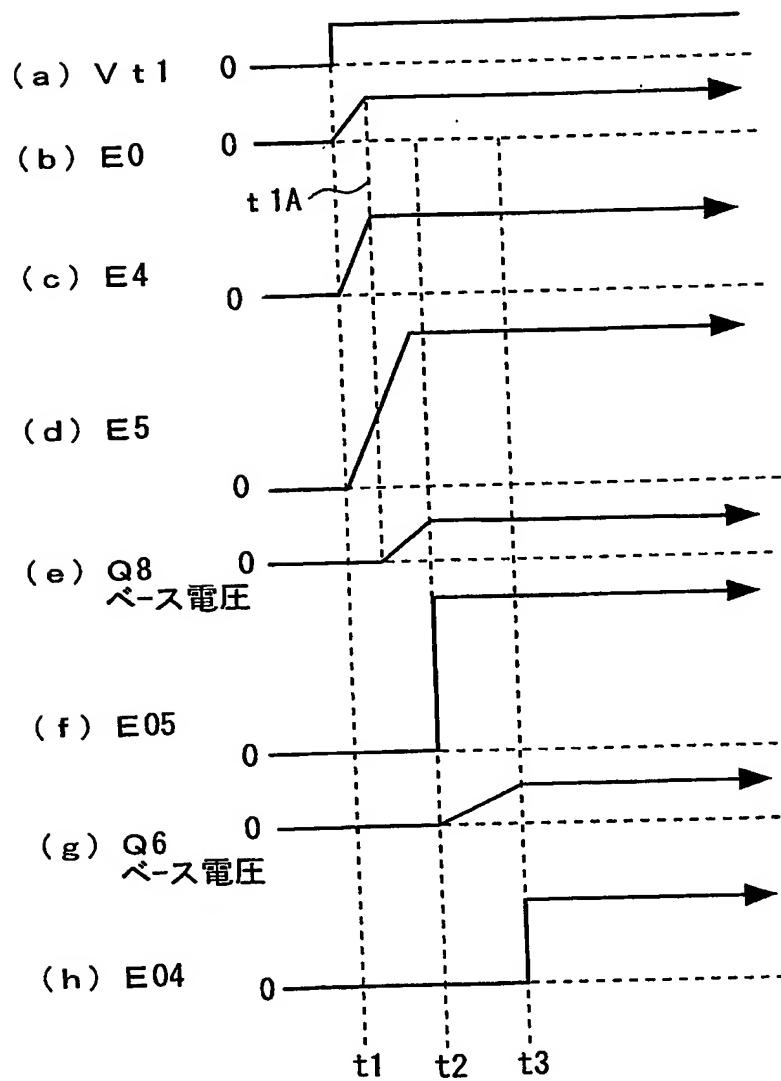
【図5】



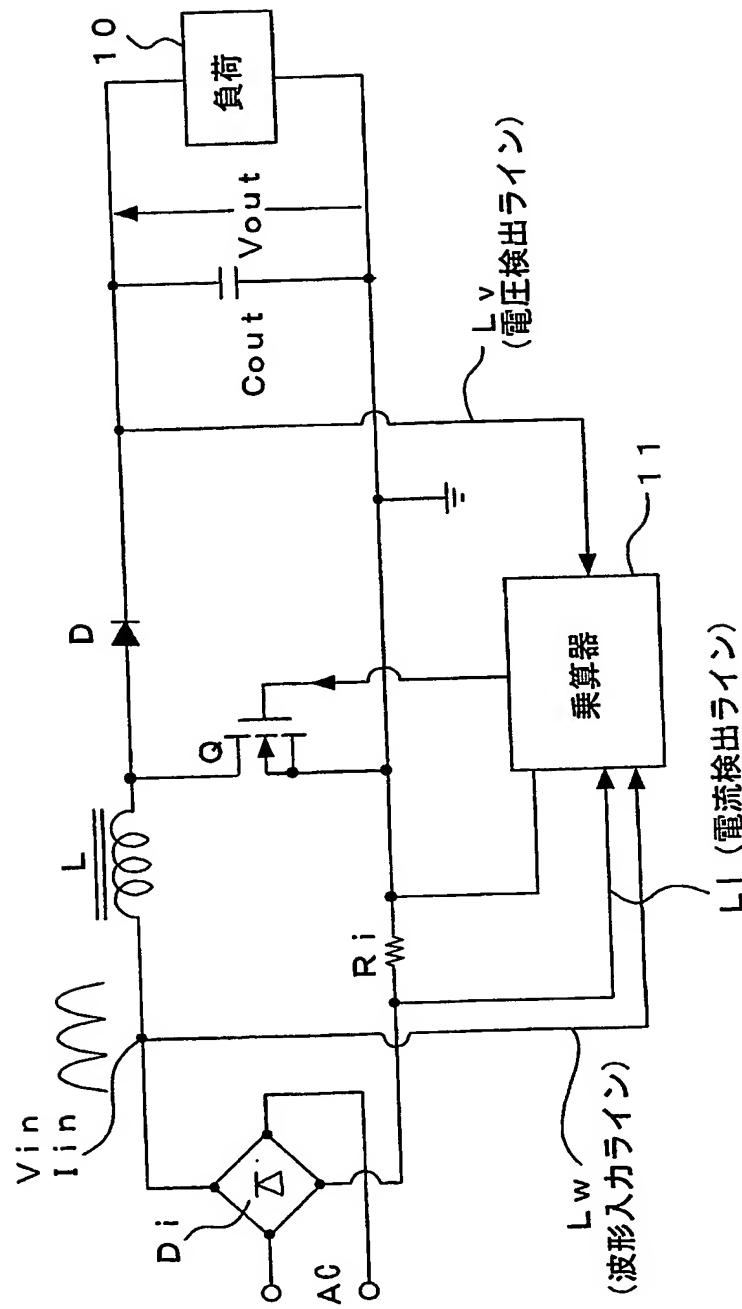
【図6】



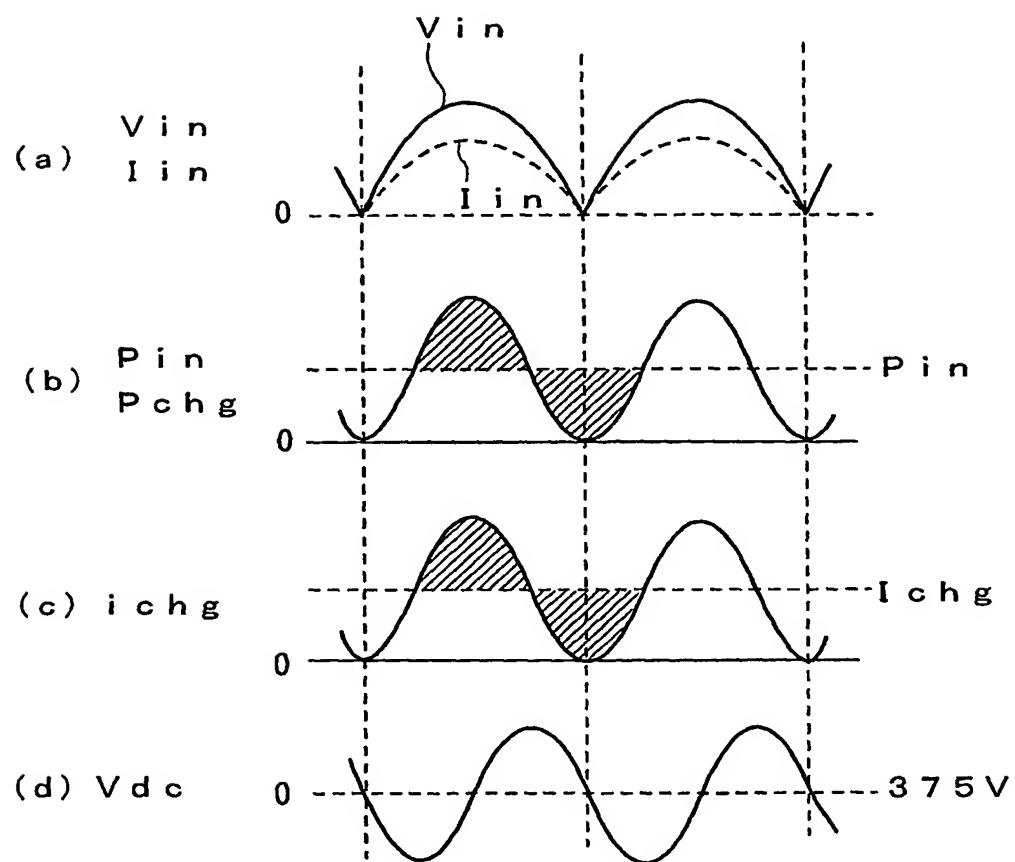
【図7】



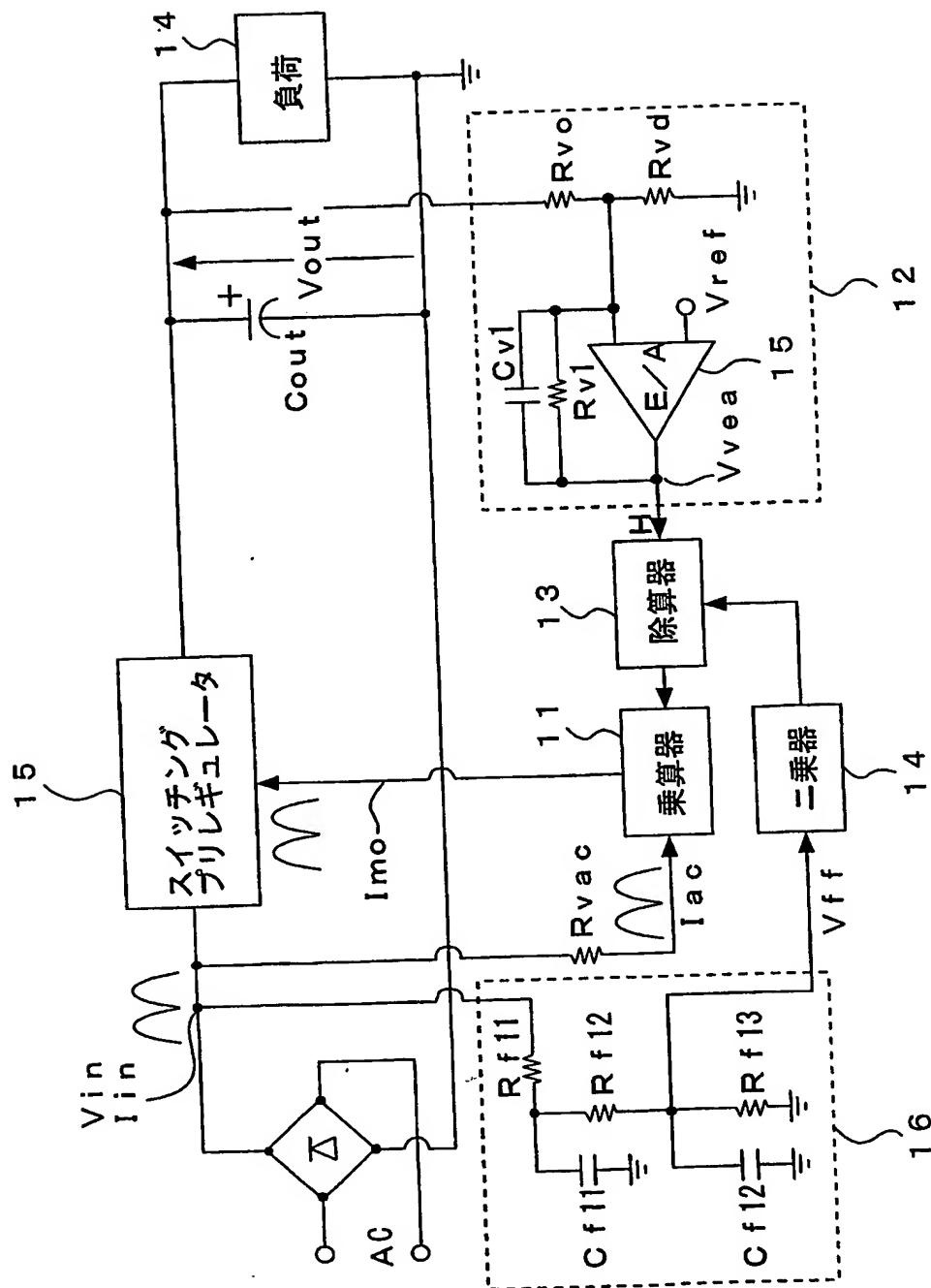
【図8】



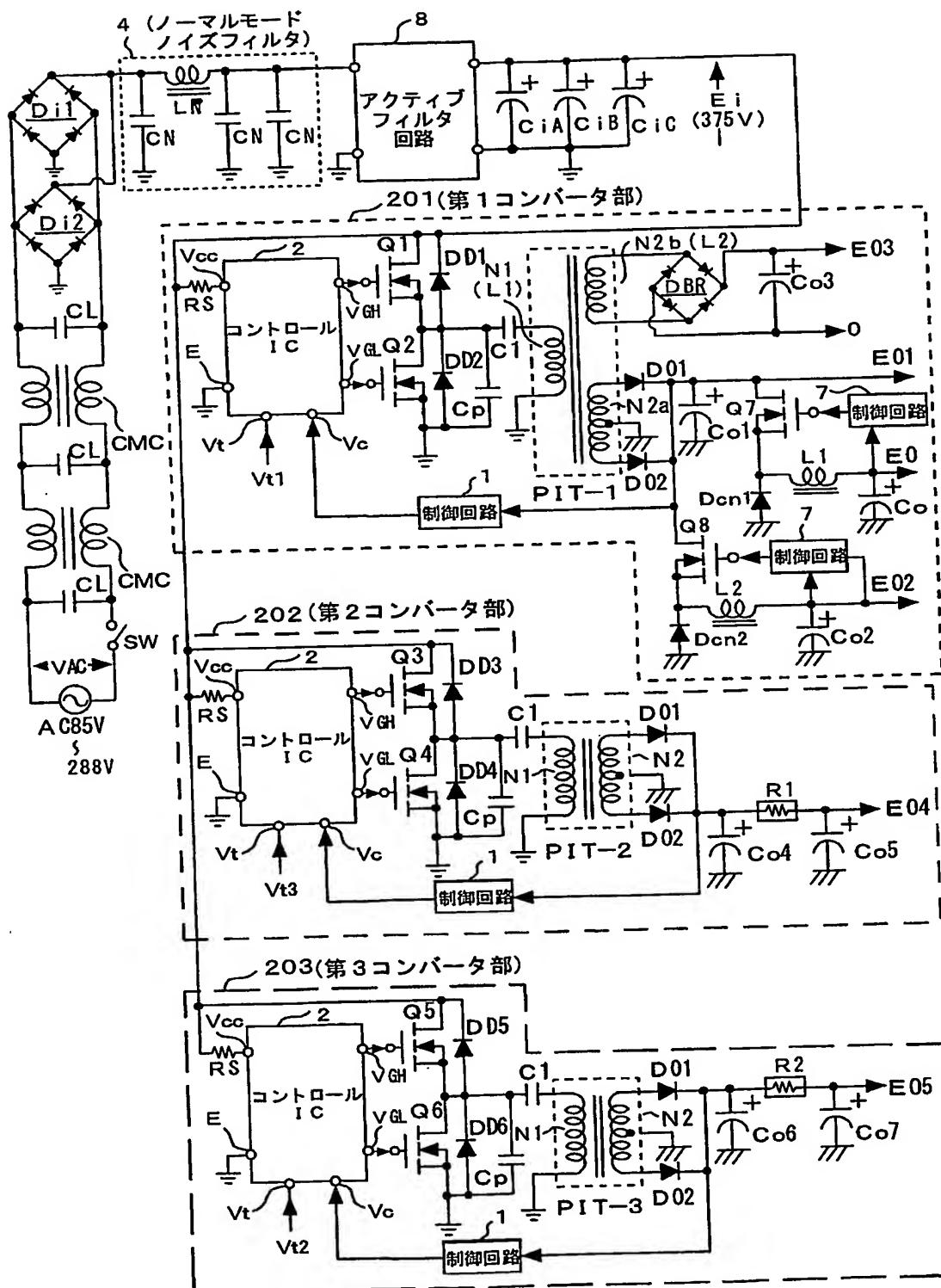
【図9】



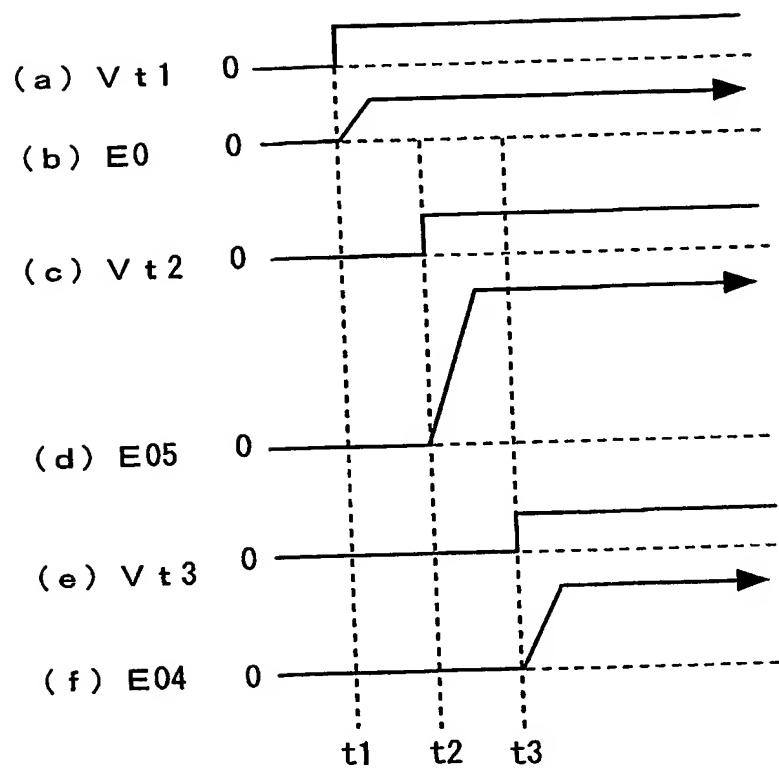
【図10】



【図11】



【図12】



**【書類名】要約書****【要約】**

**【課題】** 力率改善機能を備えるワイドレンジ対応のスイッチング電源回路として、コストダウン及び回路の小型軽量化を図る。また、二次側直流出力電圧の立ち上げ順の段階数に対してコンバータ部の数が少なくなるようにして、この点でも回路の小型軽量化及び低電力損失などが図られるようとする。

**【解決手段】** 整流平滑電圧  $E_i$  を直流入力電圧として入力して動作するスイッチングコンバータ（第1，第2コンバータ部101，102）を複数備える。このスイッチングコンバータは、ハーフブリッジ結合方式による電流共振形コンバータに対して、部分共振電圧回路を組み合わせた複合共振形コンバータである。そして、直流入力電圧 ( $E_i$ ) を生成する整流回路については、AC 150V以下では倍電圧整流回路で、AC 150V以上では全波整流回路となるように切り換え制御を行う構成とする。力率改善は、力率改善用トランス（疎結合トランスVFT）によって、各複合共振形コンバータのスイッチング出力を整流電流経路に電圧帰還して、整流ダイオードにより整流電流を断続させ、これにより交流入力電流の導通角を拡大させることで行う。また、二次側直流出力電圧の立ち上げ順制御は、整流電流経路に挿入したDCスイッチ回路6を、所定の立ち上げ信号の入力に応じてオンからオフに切り換えるようとする。

**【選択図】** 図2

## 認定・付加情報

特許出願の番号	特願 2003-349482
受付番号	50301677950
書類名	特許願
担当官	第三担当上席 0092
作成日	平成15年10月17日

## &lt;認定情報・付加情報&gt;

## 【特許出願人】

【識別番号】	000002185
【住所又は居所】	東京都品川区北品川6丁目7番35号
【氏名又は名称】	ソニー株式会社
【代理人】	申請人
【識別番号】	100086841
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階
【氏名又は名称】	脇 篤夫
【代理人】	
【識別番号】	100114122
【住所又は居所】	東京都中央区新川1丁目27番8号 新川大原ビル6階 脇特許事務所
【氏名又は名称】	鈴木 伸夫

特願 2003-349482

出願人履歴情報

識別番号

[000002185]

1. 変更年月日

1990年 8月30日

[変更理由]

新規登録

住 所

東京都品川区北品川6丁目7番35号

氏 名

ソニー株式会社

**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- BLACK BORDERS**
- IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- FADED TEXT OR DRAWING**
- BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- SKEWED/SLANTED IMAGES**
- COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- GRAY SCALE DOCUMENTS**
- LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- OTHER:** \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**